NUMERO DOPPIO

SELEZIONE 7/8

di elettronica e microcomputer

LUGLIO/AGOSTO 1984
L. 4.000

- LA RIVOLUZIONE DEL SOFTWARE
- CMOS A VELOCITÁ ELEVATA E BASSO CONSUMO

- CERAMICHE PIEZOELETTRICHE
- ESPANSIONE DELLA MEMORIA PER µP A 8 BIT

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini

COORDINATORE
Salvatore Lionetti

REDATTORE
Sergio Cirimbelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo

CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Orietta Duroni

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Edoardo Botti
Paolo Bozzola
G. Carlo Lanzetti
Ennio De Lorenzo
Fabio Ghersel
Vincenzo Parenti
Oscar Prelz
Sergio Saporiti
Edoardo Romano

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
SAVIX S.r.l.
Tel. (02) 6123397

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE,
AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

FOTOCOMPOSIZIONE
Lineacomp s.r.l.
Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

STAMPA
Gemm Grafica s.r.l.
Via Magretti - Paderno Dugnano (Mi)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 4.000
Numero arretrato L. 5.000

Abbonamento annuo L. 29.000
Per l'estero L. 49.000

I versamenti vanno indirizzati a:
JCE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare
alla comunicazione l'importo di
L. 500, anche in francobolli, e indicare
insieme al nuovo anche il vecchio
indirizzo.

In copertina:
Nuova famiglia di circuiti integrati logici HC(T) ad elevata velocità e basso consumo prodotti dalla Philips - Elcoma.

Sommario

LUGLIO/AGOSTO 1984

Un piano di risanamento per la Elcit

Dallo stabilimento di San Antonino di Susa, nelle vicinanze di Torino, sono uscite nel 1983 circa 38 mila TVC (marchio Magnadyne soprattutto) e circa 20.000 monitor. Lo stabilimento è gestito dalla Elcit, del gruppo Gepi, il cui fatturato è stato di 28 miliardi di lire, circa cinque in meno del 1982. L'esercizio ha evidenziato una ulteriore consistente perdita dopo quelle di 6,3 miliardi e di 9,9 miliardi di lire del 1982 e del 1981. La Elcit ha presentato recentemente alla Rel, la finanziaria pubblica per l'elettronica civile, un piano di riassetto che prevede nel triennio 84-86 investimenti per oltre 5 miliardi di lire, l'ingresso di un nuovo partner e la diminuzione degli organici da 560 a 330 unità circa. La società conta in tal modo di posizionare la produzione di TVC intorno alle 42.000 unità e quella di monitor intorno alle 80.000 unità nel 1986.

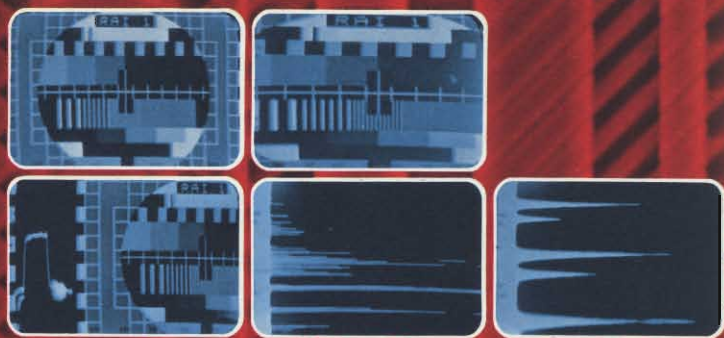
TV via cavo: perplessità

Se i governi europei non interverranno la TV via cavo potrebbe riservare sorprese spiacevoli nel passaggio dalla fase sperimentale a quella commerciale. A lanciare questo allarme e una società inglese che da anni si preoccupa di seguire l'evoluzione del nuovo strumento di comunicazione, la CIT Research. L'ultimo rapporto elaborato da questa società indipendente di ricerche di mercato mette in guardia che i nuovi sistemi così come vengono pianificati corrono il rischio di non produrre utili o di produrne di troppo marginali. La CIT Research cita il caso della Gran Bretagna dove le abitazioni collegate a reti di TV via cavo raggiungeranno il 20% solamente dell'utenza potenziale in luogo dei livelli del 35-40% ipotizzati nel 1982 dalla stessa CIT in un documento realizzato per conto del governo inglese.

VCR e PC nei programmi della Imperial Electronics

La Imperial Electronics, la società costituita all'inizio dell'anno dal gruppo Philco-Ecufin (69,57%) e dalla Rel (la società pubblica per il salvataggio dell'elettronica), mira a ritagliarsi una fetta del 9% del mercato nazionale dei videoregistratori, con una attività produttiva svolta su licenza della Matsushita. I VCR non sono i soli prodotti nuovi di cui la Imperial Electronics programma di avviare durante l'anno la fabbricazione. In aggiunta ai TV la società, che riunisce le attività nell'elettronica di consumo della Philco e della Irt-Telefunken, prevede di attivare la produzione di personal computer e di apparecchiature di telematica, ancora non bene identificate. Se i programmi saranno rispettati, ma la cosa si prospetta piuttosto difficile in considerazione della agguerrita concorrenza e delle difficoltà finanziarie nelle quali si dibatte la Philco, la Imperial Electronics pianifica di registrare quest'anno un fatturato di 74 miliardi di lire.

Conferenze MI-RO davanti ad un video

Tra Milano e Roma è possibile tenere videoconferenze.
Un servizio sperimentale funziona da alcuni mesi. Avvalersi del servizio è molto semplice: chiunque, in via occasionale o in forma di abbonamento, potrà affittare le sale ed effettuare riunioni a distanza fra due città collegate. Le sale di Videoconferenza sono equipaggiate con telecamere, monitor, microfoni e altoparlanti e la trasmissione di tutte le informazioni avviene contemporaneamente su un solo circuito specializzato della rete telefonica pubblica. L'ambientazione delle sale, unitamente all'effetto sonoro e a quello visivo, è studiata per dare ai partecipanti la sensazione di essere presenti tutti "attorno allo stesso tavolo", mentre la semplicità d'uso del sistema (tutte le funzioni di regia sono automatiche o comandate direttamente dai partecipanti tramite tastiera) esclude la presenza di tecnici esterni, garantendo così la necessaria riservatezza delle riunioni. A queste prime sale ne dovrebbero seguire altre. È una iniziativa congiunta di Sip e Ministero PT.

MISURATORE DI CAMPO EP 740
Campo di frequenza: 48÷290 Mhz. 470÷860 Mhz.
Sensibilità: 20-130 dB μV
Lettura digitale della frequenza a 4 cifre
Funzioni TV - TV espansa - visione panoramica - misura livello in dB μV: 8 programmi di memoria
Alimentazione cc/ca.
UNAOHM

Una normativa tecnica europea per la TV via satellite

Thomson e Philips hanno deciso di collaborare alla definizione di una normativa tecnica comune per quanto riguarda la ricezione di programmi televisivi diffusi direttamente dai satelliti. Thomson e Philips sono le due principali industrie europee del settore e quindi lo standard, che si chiama D2-MAC, ha tutte le caratteristiche di diventare lo standard industriale europeo. Il D2-MAC viene considerato una versione riduttiva del sistema esistente MAC ma in compenso esso ha il vantaggio di permettere la trasmissione diretta di immagini e suoni attraverso una rete televisiva via cavo senza decodificatore (richiesto dal MAC).
L'accordo è giunto a maturazione pochi giorni dopo che i consigli dei ministri comunitari avevano deciso di dare impulso all'attività di normazione tecnica in materia di telecomunicazioni.

605.000 famiglie tedesche ricevono la tv via cavo

Nel 1983, 605.000 famiglie in Germania sono state allacciate alla TV via cavo. Si prevede che, nel 1986, il loro numero salirà a 5,5 milioni. Le reti consentiranno anche la distribuzione dei programmi radio-TV via satellite; per raggiungere questo obiettivo la Deutsche Bundespost costruirà entro il 1986 circa 70 stazioni terrene e potenzierà la sua rete di ponti radio.

A 346 miliardi il fatturato SGS-ATES

La Sgs-Ates, l'azienda del gruppo Iri-Stet che è fra i leader mondiali nelle tecnologie della microelettronica, ha chiuso l'esercizio 1983 con un fatturato consolidato di 345,9 miliardi, pari a un incremento di oltre il 50% rispetto al 1982.
L'utile netto è stato di 548 milioni, e ciò rappresenta il conseguimento del riequilibrio economico della società in anticipo sul piano strategico. La tendenza positiva si è ancor più accentuata nel primo trimestre 1984 che si è concluso con un aumento dell'80% rispetto al fatturato del corrispondente trimestre 1983, mentre le ordinazioni hanno raggiunto i 224,7 miliardi, pari a un incremento del 17,4%. L'utile netto del trimestre ammonta a 5,4 miliardi.

Un prototipo di VCR ad elevata definizione

La Nippon Hoso Kyokai, l'ente televisivo nipponico, sta completando la messa a punto di un videoregistratore a cassette domestico in grado di registrare e riprodurre segnali televisivi ad elevata definizione. L'ente nipponico ha già al suo attivo la realizzazione di sistemi HDTV (High Definition Television) per impieghi professionali, che ora cerca di trasportare in ambito domestico. Il successo della HDTV, che richiede 1.050 (Usa), 1125 (Giappone) e 1.250 linee (Europa), dipende in larga misura dai videoregistratori e ciò spiega l'interesse che in Giappone industria e enti pubblici pongono in questo settore della ricerca in vista della uniformità degli standard, prevista nel 1986.

VHS e V2000: Grundig conferma entrambi

La Grundig svilupperà e venderà sia videoregistratori V2000, progettati in collaborazione con Philips, sia quelli in formato VHS, prodotti su licenza giapponese. I primi hanno qualità tecniche superiori. I secondi hanno più mercato. La Grundig, sciogliendo le riserve, ha optato per entrambi i sistemi anche nella convinzione di potere in tal modo arrivare, nello spazio di alcuni anni, ad una quota del 25-30% del mercato europeo (attualmente non raggiunge il 10%), analogo cioè a quello che essa ritiene di avere nel settore dei TVC.

Per informazioni indicare Rif. P 4 sul tagliando

FES

TEGGIATE LA PRIMA!

Ecco la prima EPROM 512K!

Pensate che il Giappone abbia prodotto la prima EPROM 512K? Pensate che qualcun altro abbia costruito un chip abbastanza grande da sorreggere un intero sistema operativo? Niente affatto.

È stata l'Advanced Micro Devices.

Ed il dispositivo Am27512 è appunto il più recente motivo per cui la nostra famiglia di memorie sta salendo con la velocità di un razzo verso il cielo.

C'è anche il nostro primato mondiale in fatto di velocità, la EPROM 256K, così come le nostre veramente attive EPROMs 128K e 64K.

Abbiamo realizzato la più grande famiglia di EPROMs che ci sia, dalla 2K alla 512K.

E tutti gli altri nostri prodotti sono altrettanto importanti.

Vi metteremo in una posizione di testa rispetto alla concorrenza, così come lo siamo noi.

Controllers. Microprocessori bipolari e MOS. Circuiti di comunicazione. Elaborazione dei segnali.

E nessuno costruisce così tante unità periferiche per altrettanti microprocessori come invece fa l'AMD.

The International Standard of Quality guarantees a 0.1% AQL on all electrical parameters, AC and DC, over the entire operating range.

INT-STD-1000

Ed ogni single chip risponde o supera lo Standard Internazionale di Qualità.

Lo standard INT-STD-1000 garantisce un AQL pari allo 0.1% su tutti i parametri elettrici AC e DC e sull'intero range operativo.

La prossima volta che avrete bisogno di una EPROM, fate una telefonata all'AMD.

Vi daremo qualcosa da festeggiare!

Advanced Micro Devices

Centro Direzionale, Via Novara 570 - 20153 MILANO - Tel. 02/3390541 (ric. aut.)

Per informazioni indicare **Rif. P 5** sul tagliando

Alla Rel maggioranza Autovox

La Rel (la finanziaria pubblica per il risanamento del settore elettronico) avrà la maggioranza assoluta della "Nuova Autovox", la società nella quale confluiranno le attività della Autovox.
Si tratta dell'unico caso-tra gli interventi previsti dalla Rel-nel quale la "Ristrutturazione elettronica" parteciperà con una quota maggioritaria al capitale di una società da risanare (sul fabbisogno di 40 miliardi previsto dal piano predisposto dal ministero dell'Industria, la quota della Rel potrebbe raggiungere i 35 miliardi).

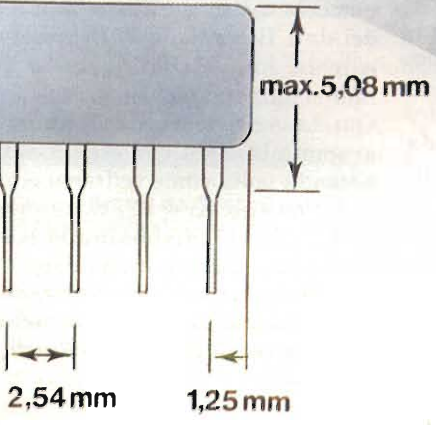
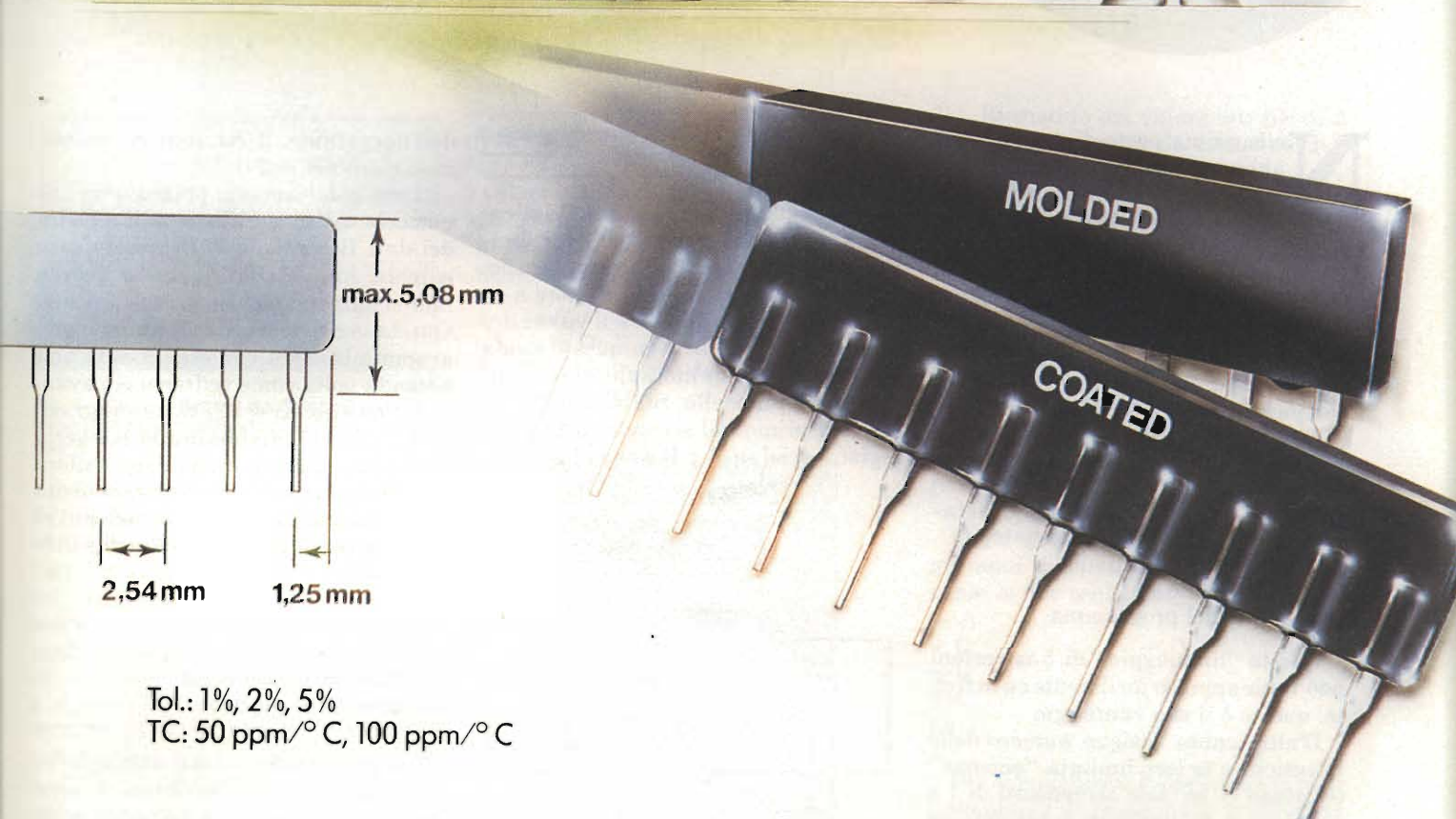
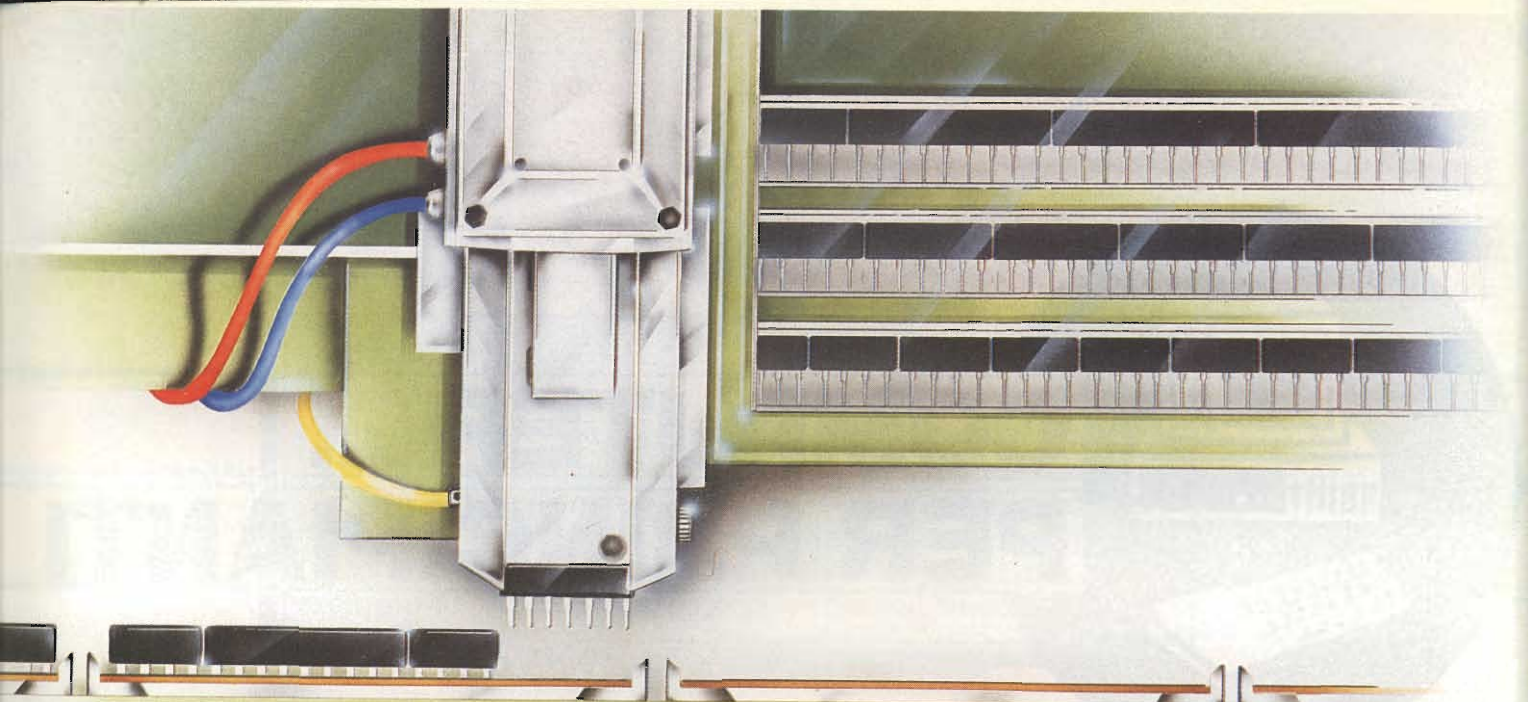
L'Eurovision

L'Unione europea di radiodiffusione, associazione professionale degli organismi radiotelevisivi europei con sede a Ginevra, è meglio conosciuta dal pubblico sotto il nome di "Eurovisione". Essa è nota al grande pubblico soprattutto per programmi come il festival europeo della canzone, ecc., benchè questo genere di attività sia per l'Uer soltanto marginale. L'Unione ha anche trasmesso simultaneamente in tutta l'Europa i Giochi olimpici, la Coppa del mondo di calcio, le elezioni europee, ecc. Ma l'attività più importante dell'Uer consiste nella gestione di un sistema di trasmissioni che permette ai suoi membri di procedere tre volte al giorno ad uno scambio di immagini di attualità. Tutti i circuiti televisivi internazionali in Europa sono serviti dal suo Centro tecnico, situato a Bruxelles. Oltre a condurre studi nei suoi diversi organi sugli aspetti tecnici, giuridici e finanziari di un eventuale servizio europeo; l'Uer ha realizzato nel 1982 cinque settimane di trasmissioni sperimentali, denominate "Eurikon". Va anche notato che l'Uer ha già firmato nel 1982 un contratto con Eutelsat per l'affitto esclusivo e a tempo pieno, per un periodo di dieci anni, di due canali televisivi Ecs. La loro funzione esclusiva sarà quella di integrare i circuiti terrestri nelle trasmissioni multinazionali tradizionali. L'obiettivo delle esperienze condotte in seno all'Uer è di poter dare inizio nel 1986 a trasmissioni comuni di telediffusione diretta, ed in particolare utilizzare le possibilità di accesso diretto al pubblico europeo offerte dall'Lsat.

L'avanzata della Casio

Nell'esercizio chiuso di 20 marzo 1984 la Casio Computer ha registrato un utile netto di 6,51 miliardi di yen (circa 45 miliardi di lire) a fronte di un fatturato di 176,4 miliardi di yen (circa 1.230 miliardi di lire), con un incremento del 13,7% e del 9,4% rispetto all'esercizio precedente.
Le calcolatrici da tavolo hanno concorso alla formazione del volume di vendite nella misura del 46,3% e gli orologi digitali del 32,7%. Nel corrente esercizio la Casio aspetta un buon avvio di vendite dei microtelevisori con schermo a cristalli liquidi, prodotti ai quali andrà una parte di 14 miliardi di yen di investimento (circa 98 miliardi di lire) stanziati per l'espansione della produzione, la razionalizzazione e lo sviluppo di prodotti nuovi.

JVC: 2.590 miliardi di lire dai videoregistratori

Nell'esercizio al 20 marzo 1983 la JVC ha realizzato con la vendita di videoregistratori un fatturato di 370,6 miliardi di yen (2.590 miliardi di lire circa), con un miglioramento del 10% rispetto all'esercizio precedente. Le vendite di televisori sono state pari a 54,2 miliardi di yen (378 miliardi di lire circa), con un incremento del 20%. Nel complesso la JVC ha registrato nell'esercizio un fatturato non consolidato di 552,9 miliardi di yen (3.870 miliardi di lire circa) e utili netti per 17,2 miliardi di yens (120 miliardi di lire circa), con un miglioramento dell'11% nella prima voce e una diminuzione dell'11% nella seconda voce.

COMPUTER ... PER PRINCIPIANTI

Seconda parte - ing. Ennio De Lorenzo e Ulrich Rohde

Nella prima parte di questa serie abbiamo descritto il computer-modello e il suo funzionamento, in particolare abbiamo riportato la serie di passi necessari per eseguire una addizione ed una sottrazione. Ora, in questa seconda parte, vogliamo occuparci della moltiplicazione.

Prima di incominciare vogliamo valutare un po' l'efficenza ed i limiti del computer-modello. Questo computer possiede un minuscolo "set" d'istruzioni e precisamente 5. Queste sono:

j(jump) ... salto incondizionato
0 ... verifica e salto condizionato
+ ... incremento di 1
— ... decremento di 1
stop ... fine del programma.

Questo "linguaggio" di 5 istruzioni può venir appreso facilmente ed in fretta: questo è il suo vantaggio.

D'altro canto l'esiguo numero delle istruzioni e la loro limitata "potenza" (esistono p. es. solo incrementi di 1 e verifiche a 0) limitano notevolmente l'efficacia del computer-modello: ogni operazione deve venir sminuzzata in molti piccoli passi. Questo svantaggio diventerà ancora più evidente in operazioni più complesse, come ad es. la moltiplicazione, che tratteremo in questo articolo.

Il concetto di "potenza" di un set d'istruzioni, viene usato quando si vuole fare un confronto tra un computer e l'altro.

Il computer modello è comunque in grado di eseguire tutti i programmi che può elaborare un grosso computer. Lo sminuzzamento dei programmi in piccoli passi elementari a livello di registri e cellule di memoria lo rende scomodo e poco efficente, ma ne aumenta il valore didattico per comprendere veramente a fondo quello che realmente accade "dentro" un computer.

La moltiplicazione

In linea di massima una moltiplicazione consta di una serie di addizioni. Per moltiplicare due fattori fra loro occorre addizionare il primo fattore a se stesso tante volte quanto è il valore del secondo fattore. Ed è in questo modo che eseguiremo la moltiplicazione con il computer-modello. Stabiliamo di inserire il primo e il secondo fattore nei registri dei dati A e B e che al termine dell'operazione, il risultato verrà memorizzato nel registro C.

Come cominceremo l'operazione? Si potrebbe ad es. verificare se il registro dei dati B contiene 0. In questo caso sarebbe inutile continuare in quanto non ci sarebbe niente da moltiplicare. Questa verifica è sempre utile ed il programma inizierà con essa. Usata una seconda volta come vedremo più avanti, la verifica (B = 0?) verrà programmata, e perciò sarebbe inutile scriverla due volte: il programma inizierà allora opportunamente con un cosiddetto "jump" (= salto: da cui l'istruzione "j" del nostro computer-modello) di verifica.

inizio
j verifica iniziale (B = 0)
loop
si
registro B = 0?
no
Stop

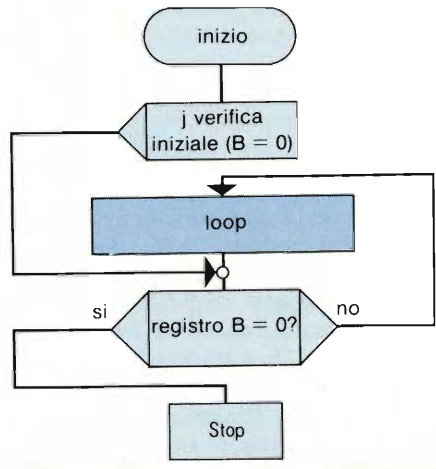



Fig. 1 - La struttura base di un programma: calcola finchè il registro B non è uguale a 0. Il grafico viene chiamato diagramma di flusso (Flow chart).

somma il contenuto del reg. A a contenuto del reg. B
—B

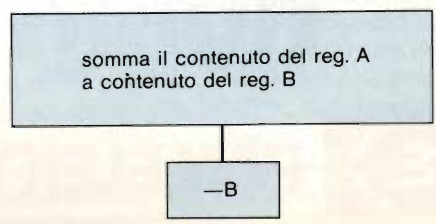



Fig. 2 - Nel Loop bisogna in ogni caso decrementare il registro B.

Il LOOP: struttura-base del computer-modello

Un programma, come abbiamo visto, consiste in una sequenza di istruzioni. Questa sequenza può venir configurata in diversi modi: si parla di "struttura" di programma. Vi sono diverse rappresentazioni grafiche che evidenziano la struttura di un programma, per es. lo *struttogramma* di Nassi-Shneidermann oppure il diagramma di flusso (flow-chart). In *figura 1* riportiamo il diagramma di flusso della moltiplicazione.

Una delle "configurazioni" più importanti di un programma è il "loop" o "anello". Il loop consiste in una sequenza di un certo numero di istruzioni che viene ripetuta finchè non si raggiunge il risultato desiderato. La sua "filosofia" si può definire con questa frase: "Ripeti una (o più) azioni e verifica ogni volta se occorre ancora ripeterle". Il punto centrale di un loop è perciò il "verifica ... se ... ancora", la cosiddetta "verifica di fine loop".

I primi tre articoli di questa serie si occuperanno delle basi "matematico-teoriche" del funzionamento interno di un computer cercando di renderle comprensibili anche ai "non matematici" e servendoci di un computer-modello di ... carta, appositamente studiato. Negli articoli che seguiranno passeremo al lato pratico descrivendo i principi di funzionamento di un computer reale prendendo come esempio un microprocessore presente sul mercato.

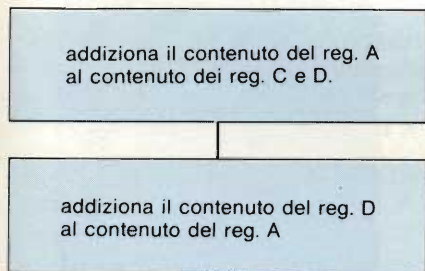



Fig. 3 - Due particolari del Loop: il registro D viene usato per "salvare" il contenuto del registro A.

Nel diagramma di flusso questa viene raffigurata con un rombo con 2 uscite: "si" e "no". In termini di programmazione si parla di "salto condizionato". Nella maggior parte dei casi viene esaminato il contenuto di un registro e verificato se per es. è "0" o se è negativo etc. In base alla "verifica" si continua a ripetere il loop oppure si salta in un'altra parte del programma.

Nel nostro esempio di moltiplicazione il loop contiene la sequenza di addizioni consecutive da effettuare tante volte quanto lo indica il secondo fattore della moltiplicazione.

Ad ogni "giro" di loop decrementeremo il registro B (contenente il secondo fattore della moltiplicazione), che, arrivato a 0, fornirà la condizione di "fine loop".

Al termine della sequenza di loop, il registro A conterrà il risultato della moltiplicazione che trasferiremo nel registro C come stabilito all'inizio.

Come vediamo, il contenuto del registro A viene "alterato" dal risultato dell'operazione ed il suo valore iniziale (il primo fattore della moltiplicazione) andrebbe perso. Se vogliamo "ricordarci" questo valore, prima di iniziare la moltiplicazione, lo dovremo "salvare" in un altro registro (noi useremo il registro D) da dove alla fine dell'operazione potremo richiamarlo di nuovo in A.

Il programma di moltiplicazione

Come abbiamo visto, non possiamo utilizzare il programma di addizione nella forma descritta nel primo articolo; lo dobbiamo modificare un po':

1. "salvataggio" del primo fattore da A in D;
2. Trasferimento del risultato finale da A in C;

Fig. 4 - Il programma di moltiplicazione completo.

3. Ripristino del valore iniziale di A (ritrasferimento del contenuto di D in A).

A questo punto dobbiamo fare una osservazione: noi premettiamo tacitamente che all'inizio di ogni operazione tutti i registri del nostro computer-modello (che è di ... carta) non contengono "nulla" e cioè "0". Nei computer reali non è così: dopo l'accensione del dispositivo, tutti i loro registri e cellule di memoria contengono valori strani, casuali, ed è compito del programmatore di azzerarli o di precaricarli con dei valori opportuni.

Dopo queste premesse, per il programma di moltiplicazione possiamo usare le due sequenze:

— A	j 10
+ C	— D
+ D	+ A
0 A	0 A
j 2	j 8

Per completare il programma di moltiplicazione dobbiamo ora aggiungere il salto di verifica iniziale (j 13) ed il controllo di "verifica di fine loop". Il programma di moltiplicazione completo è riportato in *figura 4*. Come esercizio controllate se il programma esegue veramente la funzione richiesta usando dei dati reali.

L'efficienza dei programmi

Se avete già provato a programmare da soli con il Computer-Modello, siete già a buon punto: non sarete forse in grado di programmare professionalmente però vi è chiaro il principio.

I problemi sorgono quando si vuole scrivere dei programmi più lunghi e complessi dove facilmente si perde il "controllo" dell'insieme.

Fig. 5 - Un programma di addizione "ordinato".

Non esiste un metodo universale per poter scrivere dei programmi ordinati, chiari e comprensibili a tutti a prima vista. Le raccomandazioni migliori consistono nel scriverli con abbondanti commenti e senza "trucchi".

Anche la disposizione dei dati "d'entrata" e "d'uscita" deve risultare chiara ed univoca a chi usa il programma senza conoscere in dettaglio il funzionamento interno.

Programmi "ordinati"

Se prendiamo in considerazione l'addizione descritta nell'articolo 1 troveremo il risultato e cioè la somma dei 2 numeri nel registro A. La moltiplicazione ci fornisce nel registro A uno dei fattori e nel registro C il risultato.

La cosa appare piuttosto disordinata. Sarebbe molto più chiaro se i programmi fossero scritti in maniera da essere "compatibili" fra loro: stabilendo per es. che i valori iniziali vengano inseriti nei primi registri in sequenza ordinata. Il programma potrebbe alterare i loro contenuti ma alla fine, prima dello STOP, dovrebbero venir ripristinati i valori originali, così come erano all'inizio. Il risultato o i risultati dovrebbero essere riportati nei registri immediatamente subito dopo i valori iniziali.

Le *figure 5* e *6* riportano rispettivamente una addizione ed una moltiplicazione "ordinate" secondo il criterio appena enunciato.

Programmi e funzioni

Se indichiamo con x l'insieme dei valori d'entrata, con y l'insieme dei valori d'uscita e con P il programma, che dovrà fornire i valori "y" elaborandoli dai valori "x", possiamo scrivere:

$y = P(x)$

in evidente analogia alle funzioni matematiche.

In fondo un programma non è nient'altro che una funzione che ordina ad un numero di argomenti (i valori di entrata nei primi registri) un certo numero di valori funzionali (i risultati nei registri seguenti).

In modo analogo potremo chiamare il nostro programma di addizione PIU'

Memoria	indirizzi
j5	1
—B	2
+E	3
+C	4
0B	5
j2	6
j10	7
—C	8
+B	9
0C	10
j8	11
j24	12
—A	13
+C	14
+D	15
0A	16
j13	17
j21	18
—D	19
+A	20
0D	21
j19	22
—B	23
0B	24
j16	25
j29	26
—E	27
+B	28
0E	29
j27	30
Stop	31

Fig. 6 - Un programma di moltiplicazione "ordinato".

e scrivere:
y = PIU' (x1, x2)

In questo caso il programma (la funzione) PIU' elabora i 2 argomenti x1 e x2 formando la somma y.

Il programma di moltiplicazione lo chiameremo PER e scriveremo:
y = PER (x1, x2).

I programmi nei programmi: sottoprogrammi

In matematica è facilissimo costruire funzioni complesse componendole con funzioni semplici qualora una di queste funzioni fornisca valori che possono venire usati come argomenti delle funzioni più complesse.

Per es. nella funzione:
y = sin x
sin x fornisce gli argomenti per la radice quadrata.

Questa funzione non è adatta al nostro computer-modello, perchè questi è in grado di elaborare solo numeri naturali.

Il nostro computer-modello è in grado di elaborare programmi di questo genere:
y = PIU' (PER (x1, x2), x3)

Il programma calcola l'espressione: (x1 · x2) + 3.

In questo caso il programma PIU' usa il risultato di PER come argomento. Nel gergo dei programmatori PER è "sottoprogramma" di PIU'.

Naturalmente non possiamo prendere semplicemente i due programmi PIU' e PER come descritti prima e combinarli assieme così come stanno. Le parti di programma che devono (vogliono) funzionare come sottoprogramma devono tener conto del gioco dei registri.

Un altro es. è il seguente:
y = PER (x1, PIU' (x1, x3))

In questo caso PIU' è "sottoprogramma" di PER.

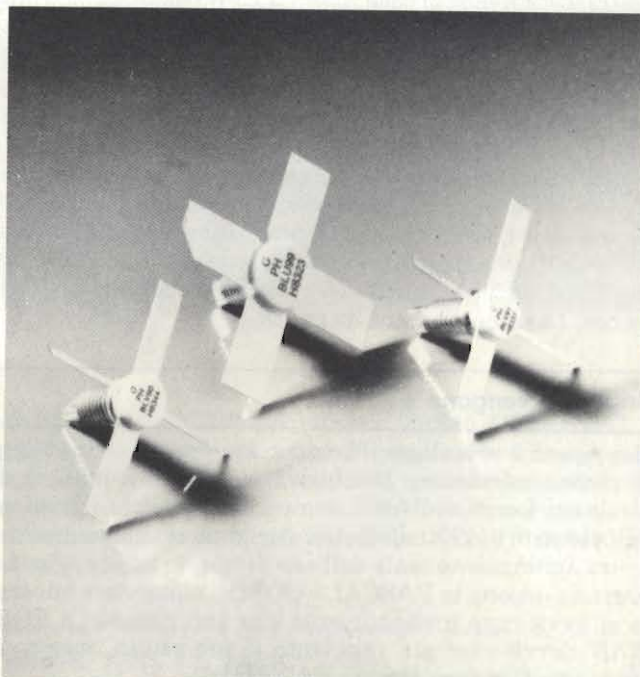
Il programma calcola l'espressione: x1. (x2 + x3).

Bibliografia
(1) Ing. E. de Lorenzo e U. Rohde - *Computer ... per principianti*
SELEZIONE di elettronica e microcomputer N. 6/1984 pag. 44 - I[a] parte.

TRANSISTORI UHF DI POTENZA PER RADIOMOBILI

I tre nuovi transistori di potenza 12 V BLU99, BLV90 e BLV91 possono lavorare nelle apparecchiature radio mobili alla frequenza di 470 MHz oppure a 900 MHz. I transistori, progettati per lavorare in circuiti emettitore in comune a guadagno elevato, posseggono un funzionamento molto sicuro grazie alla metalizzazione in oro apportata sul loro cristallo, una tecnologia questa introdotta da tempo nei transistori per microonde. La base a struttura multipla ed in più resistori ballast di emettitore realizzati mediante diffusione, assicurano un ottimo comportamento del dispositivo nei confronti dei differenti valori di temperatura a cui esso è obbligato ad operare.

Il BLU99 succede per il suo guadagno elevato al noto BLW80; è stato progettato principalmente per essere impiegato come transistore finale in sistemi di comunicazione in UHF mobili; può però essere impiegato anche nel settore radioamatori a 1,2 GHz. I transistori BLV90/91 sono transistori pilota.

Le prestazioni RF di questi transistori funzionanti in configurazione emettitore in comune classe B, alla temperatura ambiente di 25 °C e con una modulazione ridotta della portante sono le seguenti:

Transistore	Freq. (MHz)	Potenza d'uscita (W)	Guadagno in potenza (dB)	Rendimento di collettore (%)
BLU99	470 900	5 4	> 10,5 tip. 7,0	> 60 tip. 60
BLV90 BLV91	900 900	1 2	> 7,5 > 6,5	> 50 > 50

I transistori sono muniti di quattro terminali isolati dalla vite di fissaggio e di "testa" in ceramica.
Il BLU99 è in contenitore SOT-122 mentre il BLV90/91 sono in SOT-172.

Philips SpA
Sez. Elcoma
P.zza IV Novembre, 3
20124 MILANO

ing. Ennio De Lorenzo

LA RIVOLUZIONE

Gli anni 70 furono caratterizzati dalla rivoluzione provocata dai microprocessori, mentre l'attuale decennio si evolve sotto il "segno" del software. La produzione di software richiede lunghi ed intensi tempi di realizzazione e non riesce ancora a tenere il passo con quella dell'hardware. Si nota - è vero - un trend verso l'automazione del software, ma le tecniche finora adottate sono limitate ad applicazioni speciali. Se l'industria del software non riuscirà ad aumentare la produttività su larga scala, metterà in serie difficoltà tutta la branca dei computer.

I progressi spettacolari nella tecnica VLSI (Very Large Scale Integration = integrazione su larghissima scala) ha portato ad una drastica riduzione dei costi dell'hardware. Questa riduzione si fece sentire maggiormente nei calcolatori della bassa fascia di costo. La International Data Corporation prevede per il 1986 in USA, un volume di produzione di piccoli calcolatori per un valore di 30 miliardi di dollari; cifra che supererà per la prima volta quella di produzione di grossi computers *(figura 1)*.

Il "salto" dal 1985 al 1986 comporterà il 43% il che vuol dire un aumento di alcuni milioni di unità in un solo anno. Anche calcolando che solamente l'1% dei nuovi computers abbia bisogno di nuovo software, ci vorrebbero ben 50.000 ingegneri di software per far fronte alla richiesta (la cifra corrisponde circa all'"output" annuale di ingegneri di tutte le facoltà e di tutte le università statunitensi). Il "tirare a campà" con l'odierna tecnologia software potrebbe avere conseguenze disastrose. (In questa previsione approssimativa non vennero presi in considerazione i nuovi "mini" (16%) ed i nuovi "mainframe" (unità centrale di grossi computer) (4%) che non hanno peso come quantità.

Fig. 1 - Andamento del fatturato per l'industria dei computer statunitense nelle diverse classi di computer.

I linguaggi vengono e ... vanno

La *figura 2* visualizza il trend nel supporto di linguaggi nei piccoli calcolatori. Diminuirà senz'altro il numero di calcolatori forniti di BASIC: d'altro canto, poichè il numero degli utenti di piccoli calcolatori aumenta, ciò non comporterà una diminuzione reale dell'uso di questo linguaggio. La programmazione in PASCAL e COBOL aumenterà ancora, ma si avvicinerà probabilmente alla saturazione. Il FORTRAN dovrà aver già raggiunto il suo zenith, mentre il linguaggio C si farà sempre più avanti.

La "quantità" di linguaggi supportati dai microcomputer rimase costante negli ultimi 3 anni, e cioè 2,6 per sistema operativo. Questo rapporto non è destinato a mutare nei prossimi anni, il che vuol dire che nuovi linguaggi sostituiranno quelli "andati in pensione". Il nuovo linguaggio ADA verrà probabilmente usato su larga scala nei sistemi operativi facendo concorrenza al linguaggio C (strettamente legato alla nascita del sistema operativo UNIX). ADA venne presentato da TeleSoft p.es. sul personal computer IBM, da Western Digital sulla sua Microengine, e da Force Computers sul mini F7000 DQ.

Fig. 2 - Percentuali di implementazioni di linguaggi evoluti (molti computer supportano più di un linguaggio: questo spiega perchè la somma supera il 100%).

DEL SOFTWARE

La vista d'insieme di questo personal HP150 dà un'idea della compattezza che permette una minima occupazione di spazi sul proprio tavolo di lavoro. È il punto di forza di questo personal, associato alla sensibilità al tocco, nuova caratteristica del piccolo video.

E chi aiuta l'inesperto?

COBOL (troppo prolisso) e BASIC (supporta troppo scarsamente il trattamento dei "files") sono poco adatti per le applicazioni nello small-business: per questa ragione, in questo crescente settore si faranno strada linguaggi che in realtà non si potrebbero chiamare tali. Questi portano il nome di "Query language" (linguaggi consultativi o di domanda) e non sono altro che speciali sistemi operativi per il trattamento di files che permettono all'utente sprovveduto in materia software di richiamare l'informazione richiesta sullo schermo tramite comandi "naturali" pressapoco in questo stile: "ho bisogno dello stipendio, del numero di reparto e delle ordinazioni prodotte, di tutti i rappresentanti in Germania, Austria e Svizzera".

Altri linguaggi speciali che, a causa della loro "corpulenza" erano finora riservati per l'uso nei "mainframes", entrano a far parte del corredo software di calcolatori da tavolo. L'esempio più importante è APL che viene offerto come TIS-APL da Telecomputer Integrated System (Toronto, Canada) e come APL*PLUS/80 per il TRS80/III da STSC (in tutto il mondo). APL permette di eseguire complesse operazioni matriciali con l'uso di pochi tasti ed è perciò molto apprezzato da tecnici e commercianti che, com è noto, devono lavorare molto con tabelle e liste (APL tratta le ultime come vettori).

PASCAL vince sul BASIC

Il BASIC tre anni fa regnava incontrastato nel mondo dei micro, ma quest'anno dovrà cedere lo scettro al PASCAL. Bisogna considerare questo fatto indubbiamente un progresso, poichè il PASCAL è di gran lunga il più potente dei due linguaggi. Purtroppo sia il PASCAL che il BASIC hanno uno svantaggio comune: la scarsità di funzioni di "input" e "output" (entrata e uscita). La successiva apparizione sul mercato di questi linguaggi muniti di soluzioni aggiuntive per evitare questo svantaggio, peggiorò la situazione invece di migliorarla!

LA RIVOLUZIONE DEL SOFTWARE

Nella rivista Microcomputing (Aprile 1982, pag. 140) venne dimostrato che la differenza di velocità di esecuzione intrinseca dei due linguaggi non è poi tanto grande: più determinante è la potenza del calcolatore sul quale essi vengono eseguiti. I "benchmark-tests" diedero i seguenti risultati: Microsoft-BASIC compilato 545 sec.; UCSD-PASCAL su Apple e TRS80 in ambedue i casi 750 sec.; CBASIC (il più lento) 6.201 sec. Invece PASCAL interpretato su una PDP 11 37,2 sec. (un compiler ridusse questo tempo addirittura a 5,4 sec.). I piccoli calcolatori supereranno certamente in futuro la potenza di un PDP 11, così i programmatori abituati al BASIC potranno contare su un aumento di velocità doppio o triplo rispetto ad oggi, specialmente se decideranno di abbandonare il BASIC per il PASCAL.

UNIX e CP/M

I sorprendenti risultati sulla PDP 11 non dipendono solo dall'hardware: al contrario, la potenza di un calcolatore dipende in misura decisiva dal sistema operativo. UNIX, sviluppato presso i Bell Laboratories, è attualmente uno dei migliori sistemi operativi per mini-computers e si sta facendo strada anche nel campo dei micro (vedi tabella).

UNIX deve la sua potenza in gran parte al linguaggio C che venne "inventato" appunto per la sua realizzazione.

È ovvio che sistemi simili a UNIX supportano tutti il linguaggio C il quale riceve sempre più consenso presso i progettisti di software di base (software di sistema) e si può prevedere che nei prossimi anni aumenterà il numero di sistemi operativi simili all'UNIX. Il linguaggio C non è però adatto per software applicativo perchè troppo condensato ed astratto; ciò pone freno alla sua divulgazione universale.

UNIX è sulla buona strada per diventare uno standard sui sistemi a 16 e 32 bit, così come lo è di fatto il CP/M per i sistemi a 8 bit. Digital Research, il costruttore di CP/M non sta con le mani in mano: MP/M e CP/M86 sono la risposta alla sfida di altri sistemi.

Nonostante la sua potenza, anche UNIX presenta degli svantaggi. Non è idoneo per applicazioni in tempo reale a causa della sua architettura "pipeline": alcuni epigoni cercano di ovviare questa limitazione inserendo algoritmi di priorità. Sistemi "distribuiti" possono venir costruiti solamente sotto forma di reti locali con "caselle postali" di comunicazioni: una struttura diversa richiederebbe anche qui il funzionamento in tempo reale. Un altro "svantaggio" risul-

CPU di supporto	Z80	8086	Z8000	LSI-11	68000	VAX
Apollo Computers					Aegis[1]	
Charles River Data Systems					Unos[1]	
Codata Systems					Unisys[1]	
Cromemco	Cronix					
Fortune Systems					OS-32:16[2]	
Mark Williams		Coherent	Coherent	Coherent	Coherent	
Microsoft		Xenix	Xenix	Xenix	Xenix	
Onyx Systems			Onix			
Plexus Computer			Unix[2]			
Technical System Consultants					Uniflex	
Western Electric						Unix
Whitesmiths	Idris			Idris		Idris
Zilog			Zeus[1]			

1. Viene offerto solamente assieme all'ardware.
2. Questa hardware è stata adattata in modo particolare per UNIX.

Tabella - Ditte che usano sistemi operativi tipo UNIX.

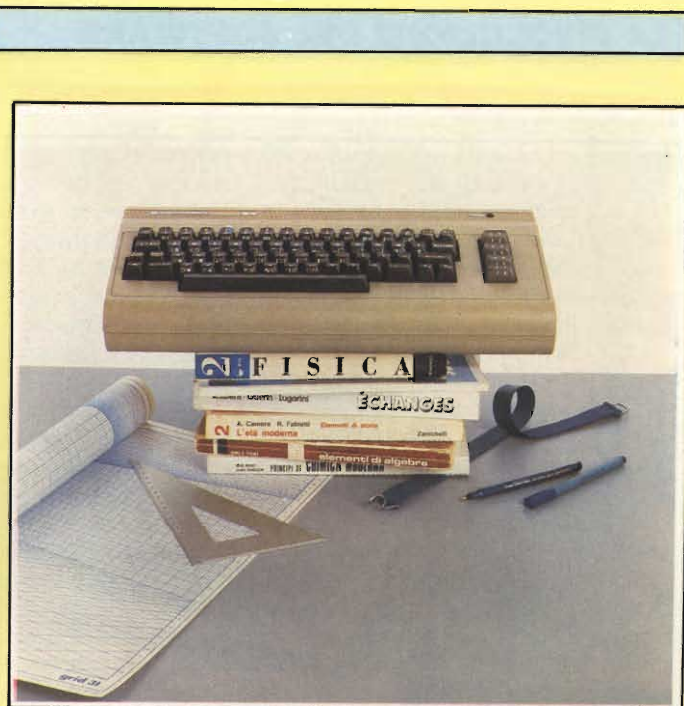
ta dal fatto che parecchi "attrezzi" di UNIX (costruiti per lo più in ambiente universitario) sono troppo complicati per un inesperto e talvolta - proprio per la loro efficacia - anche pericolosi (l'uso di un tasto sbagliato può distruggere senza preavviso l'intero programma!).

Al contrario di UNIX, il CP/M venne sviluppato appositamente per il non esperto, e tutta la famiglia CP/M porta le stesse caratteristiche. Gli svantaggi di CP/M consistono in una documentazione un po' scarsina che però ora viene revisionata ed ampliata e nella relativamente primitiva comunicazione dei dati con le memorie di massa. Un motivo della sua grande diffusione consiste nel fatto che esiste un'enorme quantità di software applicativa (dai giochi all'analisi di reti) che funziona sotto CP/M. Da quando venne adottato come sistema operativo dalle più famose case (IBM, DEC, Wang, Xerox, Hewlett-Packard, ecc.) per i loro "personal", CP/M è praticamente diventato uno standard per i computer a 8 bit.

La concorrenza non dorme

Mentre, come si è visto, nel campo degli 8 bit il CP/M è praticamente senza concorrenza, nell'arena dei 16 bit esiste una presenza di diversi sistemi operativi in lizza: quelli già menzionati (UNIX, CP/M-86 e MP/M-86 per il multitasking) poi l'OASIS-16 di Phase One Systems (Oakland, California), l'UCSDP della Softech Microsystems (San Diego, California), l'UniFLEX della Technical Systems Consultant (West Lafayette, Indiana) e le varie offerte della Microsoft (Bellevue, Washington) p. es. lo XENIX e l'MS-DOS.

Lo XENIX della Microsoft è compatibile con UNIX (permette cioè l'accesso a tutti gli "attrezzi" di UNIX) eliminando alcuni suoi inconvenienti.

Con MS-DOS la Microsoft ha creato un serio concorrente per il CP/M-86: MS-DOS utilizza meglio l'area di memoria dell'8086 mentre CP/M è superiore nell'uso dei ROMs e nel Memory-mapping. MS-DOS permette l'uso di "trappole" (traps) programmabili per l'interruzione di programmi ed errori di software critici ed offre un Editor programmabile. Sotto MS-DOS un programma può contenere istruzioni generiche di entrata ed uscita (senza cioè dover distinguere fra disco e consolle). Il vantaggio maggiore di MS-DOS consiste però nel "file-management" (trattamento dei files), poichè accetta blocchi di dimensione fino a 2 Mbyte (contro i 16 KByte di CP/M) permettendo di caricare velocemente anche grossi programmi. MS-DOS carica inoltre il "file-directory" (lista dei files) in RAM invece che su disco e lavora perciò più velocemente di CP/M-86.

La prima versione di MS-DOS occupa circa 8 KByte di RAM (XENIX ne occupa 50 KByte). La seconda versione (MS-DOS 2) conterrà alcune funzioni di XENIX e sarà fino ad un certo punto compatibile con questo. P. es. l'utente potrà modificare la cosidetta "shell" (conchiglia) - il linguaggio di comandi di XENIX - secondo le proprie esigenze (un vantaggio considerevole specialmente per utenti non padroni dell'inglese).

Sono inoltre previsti: multitasking ed operazioni di rete.

Le differenze diminuiscono e le distanze si accorciano

Alcuni anni fa i sistemi operativi di mini e microcomputer sembravano separati da un baratro invalicabile. Digital Equipment realizzò per la sua coppia mini/micro PDP11/LSI11 la trasportabilità dei programmi (cioè la possibilità di trasferire ed utilizzare programmi sviluppati da una macchina all'altra). Questo vantaggio che valorizza i prodotti Digital dovrebbe diventare ovvio anche per prodotti di diverse case, ammesso che gli enti di standardizzazione non dormano sugli allori! La divulgazione ed il successo di CP/M nel campo degli 8 bit è appunto dovuto alla portabilità dei programmi che operano sotto il suo controllo e la conseguente possibilità di accesso all'enorme "serbatoio" di programmi scritti da diverse case ed utenti in ambiente CP/M. Nei 16 bit si nota già una tendenza al frazionamento di sistemi operativi "tipo UNIX": se non sovviene una "stan-

dardizzazione" sia essa "de facto" (come avvenne per CP/M) o tramite un comitato autorevole, la "chance" di UNIX potrebbe passare inefficace (questo vale anche per CPM/86 e/o sistemi analoghi).

In questo contesto non deve passare inosservato un altro trend che può rappresentare sia una speranza che un pericolo per la portabilità del software: l'IAPX-432 (il rivoluzionario chi-set dell'Intel) è concepito in modo di poter supportare linguaggi evoluti come ADA o PASCAL direttamente dall'hardware. Il sistema operativo iMAX consiste in una collezione di pacchetti ADA, che si distinguono da comuni pacchetti di software applicativo solo nella loro "trasparenza".

ADA è in sé "hardware-indipendent" e perciò ogni programma scritto in questo linguaggio può correre sotto qualsiasi sistema operativo che supporti ADA. D'altro canto non avrebbe molto senso l'eseguire programmi ADA sotto UNIX o CP/M poiché questi sistemi sono incompatibili con la filosofia ADA: p. es. gli accorgimenti multi-procesing ADA possono esplicare la loro efficacia e potenza in modo ottimale solo in sistemi operativi "ADA".

Standardizzazione o fallimento?

Per assicurare il tasso di crescita visualizzato in *figura 1*, l'utente deve essere in grado di comperare, pacchetti di software applicativo da "stock". L'industria dei computer continua a versare sul mercato ogni anno nuovi sistemi operativi. D'altronde è noto che resteranno a galla solamente quelle ditte che saranno in grado di offrire un vasto assortimento di pacchetti applicativi per i loro sistemi. Nemmeno IBM ha abbastanza ingegneri per far fronte a questa esigenza! Che fare?

In linea di massima sono aperte due possibilità.

La prima consiste nella standardizzazione delle interfacce fra il software operativo e quello applicativo e la traduzione automatica di pacchetti applicativi. Questa alternativa viene seguita dal gruppo MOSI (Microcomputer Operating System Interface = interfaccia di sistemi operativi per microcomputer) della Computer Society. Lo standard dovrebbe essere valido in prima linea per i micro. Per mantenere l'universalità, il gruppo MOSI definisce le interfacce in modo molto generico e lo standard potrà venir adottato anche dai mini se non addirittura dai mainframes. Purtroppo passerà ancora del tempo prima che vengano risolti anche i problemi più difficili, poichè il comitato - sensatamente - per ora si occupa solamente delle definizioni più semplici.

La seconda alternativa consiste nei contratti chiamati "Third-Party" (cioè software prodotto da case indipendenti per un produttore di computer). Quando IBM diede alla Microsoft l'ordine di produrre il software di base per il suo personal computer, fu chiaro che il mercato del software era cambiato: oggi esistono negli Stati Uniti circa 50.000 software-houses con fatturato sopra i 500.000 $ delle quali una dozzina sopra i 20.000.000 di $ e si prevede che molte raggiungeranno il mezzo miliardo entro la fine di questo decennio. A dispetto dell'inflazione del 10% alcune case registreranno aumenti del 60%!

La via più facile avranno ditte che produrranno software in forma "Third-Pary" distribuita sotto nomi come: Apple, Data General, Digital Equipment, Hewlett-Packard, IBM, Intel, Tektronix, Texas Instruments e simili. Il trend "Third-Party" porta dei vantaggi: si impedisce la formazione di "standard" interni di singole ditte e data la concorrenza nella caccia a contratti lucrativi, la qualità del software prodotto aumenterà notevolmente (Apple p. es. permette di distribuire sotto il suo nome solamente il 3% del software che le viene offerto). Il rovescio della medaglia consiste nel fatto che un'industria non può lavorare razionalmente in maniera così disgregata e scoordinata e certamente parecchie ditte di dimensioni minori finiranno schiacciate dalla concorrenza.

Le case di software indipendenti non costituiscono una novità. Nel campo dei "mainframes" alcuni loro prodotti erano e sono talvolta più usati ed apprezzati della software prodotta dallo stesso costruttore del computer: p. es. i "file-manager" di Cullinanes e Mathematics, il software per reti di Cincom, il generatore di rapporti di Dylakors, i "gestori di biblioteche" di ADR e Tower/Oxford e il linguaggio VATFIF di Waterloo. Queste ditte offrivano programmi eseguibili su uno specifico hardware, mentre le nuove case "Thyrd-Party" producono una gamma molto più ampia non solo rispetto alla hardware di esecuzione, ma anche in riguardo alle "applicazioni" che vanno dalla software di base (p. es. sistemi operativi) ai pacchetti di software dedicata (dall'architetto al dentista).

Anche la ricerca di fondo in ambienti universitari e non comincia a dare i suoi frutti. Nel campo della "artificial intelligence" (intelligenza artificiale) si parla di "programmi cognitivi" e di "specialisti artificiali": infatti sono già stati realizzati programmi altamente sofisticati che riescono a "sostituire" o perlomeno a coadiuvare validamente un fisico con molti anni di esperienza nell'analisi di sondaggi

geologici o nello studio di cristallogrammi a raggi X.

L'Argonne National Laboratory ha sviluppato un pacchetto che sarà d'aiuto (o "concorrenza") per gli stessi produttori di software in forma di un "collega intelligente" ex machina chiamato AURA (Automatic Reasoning Assistent = assistente automatico di ragionamento) ed ideato per la ricerca degli errori nel software.

Anche gli ingegneri dei micro si servono in larga scala di simili programmi: oggi, senza il CAD (Computer Aided Design = progetto con l'aiuto del computer) lo sviluppo dei circuiti integrati non è più pensabile.

L'obbiettivo è di concentrare in un singolo posto di lavoro la software completa per il progetto, l'analisi e la documentazione di un chip VLSI; obbiettivo che - secondo previsioni di Hewlett Packard - costerà alcune migliaia di anni-ingegnere.

Novità dal Giappone

L'ambizioso progetto giapponese, di costruire un calcolatore della "quinta generazione" sarà senz'altro altamente "software-oriented". Il ministero dell'industria e commercio si da massicciamente da fare per colmare il gap tecnologico fra hard e software istituendo un centro finanziato da fondi statali per lo sviluppo del software. La Hitachi ha fondato negli ultimi anni ben 11 reparti per il software e quasi ogni mese ne sopraggiunge uno nuovo. Fujitsu occupa nella sua "fabbrica di software" ben 1300 ingegneri. Anche Toshiba, NEC ed altre ditte giapponesi continuano a "fondare" nuove ditte o reparti specializzati per lo sviluppo del software e si prevede che il numero di queste nuovi centri di attività supererà il migliaio nel giro dei prossimi due anni.

Le conferenze tenute da autori giapponesi a congressi internazionali, dimostrano che queste ditte adottano moderni metodi per lo sviluppo del software. È risaputo inoltre che i giapponesi pianificano in maniera estrema le loro ricerche: ciò porta una certa rigiditezza nel procedere e li costringe a progetti a lunga scadenza, ma d'altro canto con ciò essi evitano di "inventare la ruota per la millesima volta" (fenomeno tipico per l'economia occidentale).

Anche in Europa nascono case di software da tutte le parti, in maniera più moderata: né selvaggiamente come in America né in maniera così pianificata come in Giappone e si prevede che, a dispetto della crisi economica abbiano buone probabilità di crescita.

Un "guru" dell'International Data Corporation predisse, che fra 10 anni il fatturato del software supererà quello dell'hardware: lo sviluppo sembra dargli ragione! ■

APPLICAZIONI DELLE CERAMICHE PIEZOELETTRICHE

di K. Diekstall - Rosenthal Technik

Le ceramiche piezoelettriche sono i trasduttori più robusti e più semplici attualmente esistenti. La loro capacità di trasformare una sollecitazione meccanica in una corrispondente tensione elettrica e viceversa, li rende particolarmente adatti a risolvere molti problemi in campo industriale. Nel settore consumer, non esiste televisore SECAM o PAL che non contenga una linea di ritardo, e di conseguenza una coppia di trasduttori ceramici piezoelettrici. Nel settore domestico non esiste una abitazione dove l'accensione del gas non avvenga grazie ad una scintilla prodotta da una "stretta di mano", e cioè da un trasduttore meccanico-elettrico piezoelettrico.

Le ceramiche piezoelettriche basate sullo zirconato, titanato di bario vengono impiegate in sempre maggiore quantità in campo industriale e professionale. La gamma delle applicazioni va dai sistemi di localizzazione degli oggetti sul fondo del mare ai trapani per dentisti, dalla diagnostica ad ultrasuoni in campo medico alla saldatura di fogli metallici o di materiale plastico, dagli orologi da polso a quelli a sveglia ecc.

Produzione delle ceramiche piezoelettriche

La produzione dei materiali ceramici piezoelettrici adotta in pieno la tecnologia di produzione dei materiali ceramici convenzionali (*figura 1*). Come materia prima vengono utilizzati polveri formate da ossidi e da carbonati di metalli. A livello di calcificazione si ha già la composizione chimica finale. Ma lo stato di polvere in cui si trovano questi materiali a questo stadio, non è sufficiente per il successivo processo di sinterizzazione, e pertanto questa polvere dovrà essere *macinata* più finemente una seconda volta. Nel corso di questa seconda macinatura si aggiunge un mezzo plastificante. Il materiale assume così l'aspetto di una fanghiglia che viene essiccata mediante soffiatura; successivamente viene pressata a secco negli stampi per assumere le forme desiderate. Da queste specie di "piastrelle" viene eliminato in un forno, il mezzo plastificante. A questo punto avviene la vera cottura che trasformerà la "piastrella" nel materiale ceramico vero e proprio. Questo verrà tagliato, molato e portato alla forma definitiva; segue la fase di metallizzazione, e la successiva polarizzazione che ha luogo a caldo, e previa applicazione al materiale di un valore di tensione elevato. La fase di fabbricazione termina con la misura delle proprietà *piezoelettriche* e *dielettriche* dei materiali ceramici.

Impieghi particolari, come le ceramiche piezoelettriche per filtri, devono possedere una densità molto elevata; ciò significa che la ceramica non deve contenere pori. Per ottenere queste ceramiche ad elevata densità, il processo costruttivo segue una strada diversa da quella più sopra brevemente descritta.

Fig. 1 - Le varie fasi di fabbricazione delle ceramiche piezoelettriche.

Campi di applicazione

Le definizioni dei parametri più importanti che caratterizzano i materiali ceramici piezoelettrici sono riassunte nella tabella 1. In tutte le applicazioni, le ceramiche piezoelettriche vengono utilizzate come *trasduttori:* dispositivi cioè capaci di trasformare energia meccanica in energia elettrica, e viceversa. Pertanto, oltre alle grandezze fisiche riportate nella suddetta tabella si dovranno tener in debita considerazione sia le perdite di natura meccanica sia quelle di natura elettrica.

Se si suddividono le applicazioni in base alle caratteristiche meccanico-elettriche principali che caratterizzano i vari tipi di ceramiche piezoelettriche, si ottengono cinque principali settori di applicazione i quali, a loro volta, prevedono ciascuno una ulteriore gamma di applicazioni.

I settori sono i seguenti:

a) *Generatori di alte tensioni*

- accensione della fiammella pilota in riscaldatori a gas;
- accendini per sigarette e accendigas;
- accensione di bulbi per foto-flash;
- accensione di spolette per esplosivi.

b) *Trasduttori per ultrasuoni ad alta intensità*

- pulitura e sgrassaggio ad ultrasuoni;
- saldatura ad ultrasuoni di materie plastiche o di metalli;
- lavorazioni meccaniche ad ultrasuoni, es. trapanatura;
- trasduttori di ultrasuoni per Sonar;
- ultrasuoni per applicazioni terapeutiche;
- umidificatori ad ultrasuoni.

c) *Trasduttori per ultrasuoni a bassa intensità*

- prove non distruttive con ultrasuoni;
- diagnosi mediche con ultrasuoni;
- idrofoni per S^nar;
- geofoni per esplorazioni sismiche;
- trasduttori ad ultrasuoni per linee di ritardo per TVC.

d) *Sistemi a flessione*

- testine per pick-up per fonografi;
- campanelli piezoelettrici;
- rivelatori di ultrasuoni in aria;
- microfoni;
- telecomandi;
- buzzer.

e) *Applicazioni varie*

- filtri ceramici passa-banda per la frequenza intermedia TV/radio;
- misuratori di livello di liquidi ad ultrasuoni;
- misuratori di portata ad ultrasuoni;
- misuratori di durezza ad ultrasuoni;
- piastrine di retroazione;
- accelerometri;
- strain gauges;
- controllo di piccoli movimenti;
- calcolatori elettronici;
- telefonìa.

Dischi ceramici produttori di suoni

Nei settori industriale e consumer, quando occorre produrre un suono che indichi uno stato di allarme oppure la presenza di un segnale si ricorre quasi sempre, attualmente alle ceramiche piezoelettriche. Questo, perchè, a parte le loro ridotte dimensioni e la loro grande sicurezza di funzionamento, i trasduttori di suono ceramici richiedono per la loro messa in funzione 1/10 della potenza necessaria ad azionare un corrispondente trasduttore elettromagnetico. La *figura 2* indica solo alcune versioni di questo tipo di ceramica piezoelettrica.

L'elemento che produce il suono è costituito da un dischetto di materiale piezoceramico, alto appena 0,2 ... 0,25 mm, con diametro da 14 a 25 mm, il quale viene incollato su un dischetto metallico avente un diametro di 14 ... 25 mm (*figura 3*). Se si applica un campo elettrico alternato a questo dischetto di ceramica, questo tenderà ad incurvarsi seguendo un movimento oscillatorio come indicato nella *figura 4a*.

Il dischetto oscillante di ceramica può essere trattenuto sul disco di metallo o in corrispondenza della sua circonferenza o in corrispondenza del suo cerchio nodale. In base a questi due modi di tenuta avremo o una *frequenza di*

Fig. 2 - Alcuni tipi di ceramiche piezoelettriche utilizzate per produrre suoni.

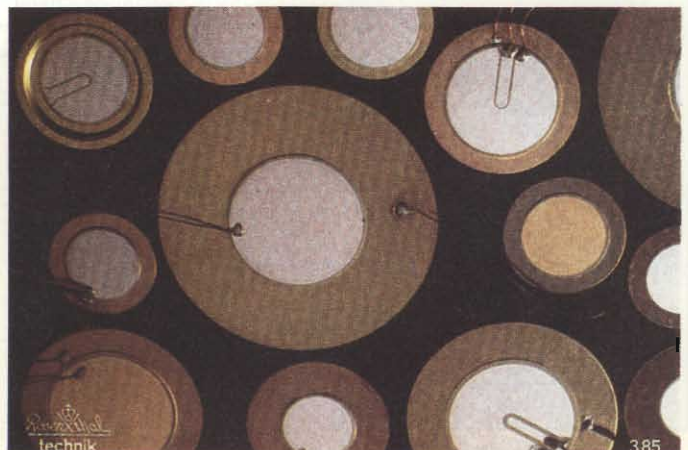



Fig. 3 - Dischi di ceramiche piezoelettriche pronte per essere utilizzate in varie applicazioni.

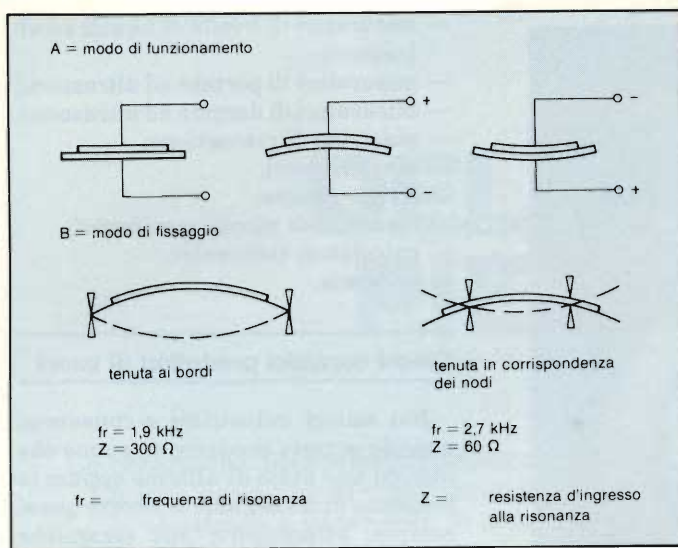



Fig. 4 - Generatori di suono realizzati con dischetti piezoelettrici: a) struttura e funzionamento; b) sistemi di fissaggio del disco di ceramica sul supporto.

risonanza bassa (ceramica fissata in corrispondenza della sua circonferenza) oppure una *resistenza di risonanza bassa* (ceramica fissata in corrispondenza del cerchio nodale). Questo comportamento è illustrato nella *figura 4b*.

Questi dischi ceramici produttori di suono vengono incorporati in contenitori strutturati in maniera da realizzare un risuonatore di Helmholtz, adattato alla frequenza di risonanza del dischetto di ceramica. Ciò permette di esaltare il suono prodotto dal dischetto in modo tale da ottenere anche con piccoli contenitori, livelli di intensità sonora di circa 100 dB.

Questi "cicalini" possono essere attivati sia da un circuito esterno sia da un circuito autooscillante incorporato.

La *figura 5a* riporta un sistema autooscillante, particolarmente adatto per funzionare a basse tensioni (per esempio, quelle fornite da batterie a bottone).

Con qualche complicazione circuitale in più è possibile ottenere anche differenti tonalità di suono da questi dischetti di ceramica piezoelettrica. Così per esempio, nella *figura 5b*, ricorrendo a due timer 555 sarà possibile ottenere suoni che possono andare da quello prodotto da una sirena a quello di un uccellino.

Eliminando il condensatore da 4,7 μF e sostituendo il resistore da 470 kΩ con uno da 1 MHz, il dischetto potrà oscillare alternativamente su due differenti valori di frequenza.

Dimensionando opportunamente il contenitore è possibile realizzare con queste ceramiche piezoelettriche anche altoparlanti per i toni alti. Sempre con questi dischetti ceramici piezoelettrici è possibile realizzare capsule di "ascolto e parlato" per telefoni (piezomem-

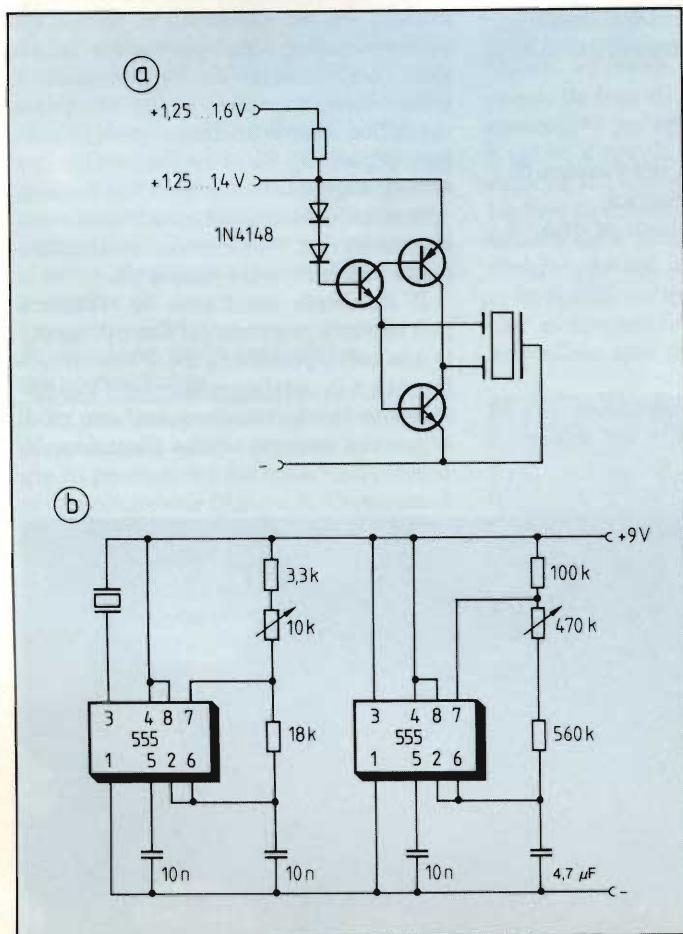



Fig. 5 - Circuito di principio di un generatore di nota realizzato con un dischetto piezoelettrico, a) circuito autooscillante adatto per alimentazioni di basso valore; b) circuito per produrre l'effetto "sirena".

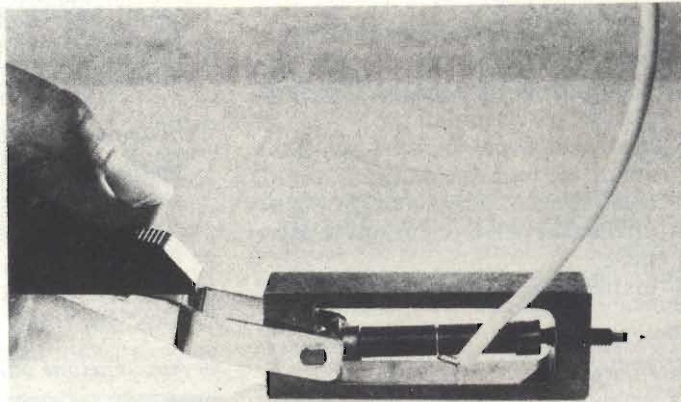
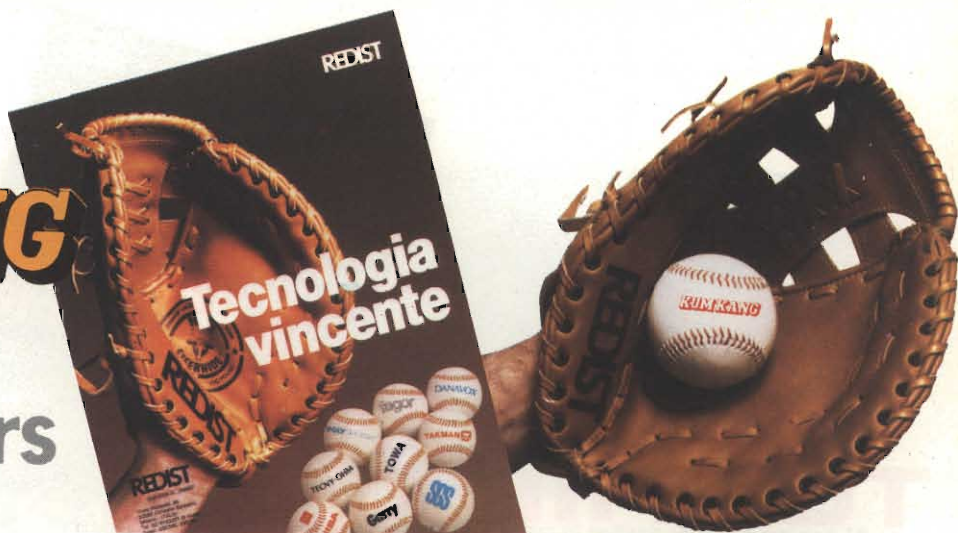
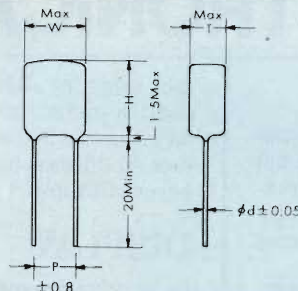



Fig. 6 - Sistema per esercitare la pressione meccanica nei trasduttori piezoelettrici per alta tensione.

Fig. 7 - Accendigas piezoelettrico. In primo piano, alcuni elementi piezoelettrici utilizzati per la sua realizzazione.

Tipo standard: GQ 92M

Dielettrico in doppio film
tereftalato di polietilene
Terminali direttamente saldati alle lamine
Capacità: 1000 ÷ 470.000 pF
Tolleranza: ±5%, ±10%
Tensione nominale: 100 Vc.c.
Temperatura: –25 +85°C

Capacità		Dimensioni				
Symbol	μF	W	H	T	Ød	P
102	0.001	6.0	10.5 +2.5 −1.0	3.5	0.5	2.5
152	0.0015	"	" "	"	"	"
222	0.0022	"	" "	"	"	"
332	0.0033	"	" "	"	"	3.0
392	0.0039	"	" "	"	"	"
472	0.0047	6.5	" "	"	"	"
562	0.0056	"	" "	"	"	"
682	0.0068	"	" "	"	"	"
103	0.01	"	" "	4.0	"	"
153	0.015	"	" "	"	"	3.5
223	0.022	7.0	" "	"	"	"
333	0.033	8.0	" "	4.5	"	"
473	0.047	9.5	11.5 +2.5 −1.0	5.0	"	5.0
563	0.056	"	" "	"	"	"
683	0.068	10.5	" "	6.0	"	"
104	0.1	11.0	" "	6.5	"	6.5
154	0.15	14.0	14.0 +3.0 −2.0	8.0	0.6	9.0
224	0.22	17.0	16.0 +3.0 −2.0	8.5	"	10.5
334	0.33	18.0	18.0 +3.0 −2.0	9.0	"	"
474	0.47	20.0	22.0 +3.0 −2.0	11.0	"	14.0

Versione MINI in resina epossidica trasparente tipo: GQ 92 MSM

Dimensioni miniaturizzate (mm):
(1000÷33000 pF) = 6x7x3,5 passo
(47000 ÷ 100.000 pF) = 9x10x5

Tolleranza: ±5%, ±10%
Tensione nominale: 100 Vc.c.
Temperatura: –25 +85°C

Capacità		Dimensioni				
Symbol	μF	W	H	T	Ød	P
102	0.001	6.0	6.5	2.5	0.5	3.5
152	0.0015	6.0	6.5	2.5	0.5	3.5
222	0.0022	6.0	6.5	2.5	0.5	3.5
332	0.0033	6.0	6.5	2.5	0.5	3.5
472	0.0047	6.0	6.5	2.5	0.5	3.5
103	0.01	6.0	6.5	2.8	0.5	3.5
223	0.022	6.5	8.5	3.0	0.5	3.5
473	0.047	8.0	8.5	3.9	0.5	5.0
104	0.1	9.3	10.0	6.0	0.5	5.5

REDIST
A DIVISION OF G.B.C.

Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo
Milano - ITALIA
Tel. 02/6123351 (5 linee)
Telex: GBCMIL 330028

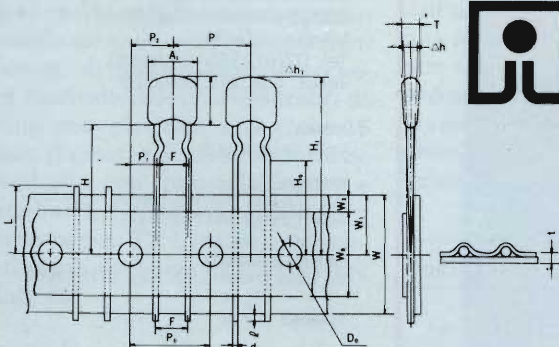
ROMA
Telef. 06/6056143

FIRENZE
Via Giovanni
Pian dei Carpini, 1/3/5
Telef. 055/4379442-4379577

CASTELFIDARDO
Via Della Stazione, 28
Telef. 071/782057

TORINO

LONGARONE
Via Fae, 36
Telef. 0437/771129

Il tipo GQ 92 MSMT è particolarmente adatto per la nastratura

VERTICAL INSERTION

Dimensioni Bobina : 330x330x50 (Max)
da 1000-1500-2000 pz
Box : 335x335x55 (Max)

Per informazioni indicare **Rif. P 7** sul tagliando

TOSHIBA

OPTOELETTRONICA

LED

I led della gamma TOSHIBA, di elevata qualità ed affidabilità, sono fornibili nei colori di base rosso, verde, giallo, arancio e puro, spaziando dimensionalmente dai tipici Ø3 e Ø5 a molte altre forme di notevole interesse e applicazione. STANDARD - ULTRA - SUPER - PURE bright rappresentano le quattro fasce di intensità luminosa che unite a differenti ampiezze d'angolo visivo, formano binomi adeguati per coprire le più disparate esigenze dell'utilizzatore. Quanto detto si traduce con possibilità di scelta da 0,3 mcd a 200 mcd e da 10° a 80°, con luce sia diffusa che puntiforme. Il tutto a basso consumo.

DISPLAY

La perfetta intercambiabilità dei display TOSHIBA con i più comuni tipi oggi utilizzati, offre sicuramente un nuovo valido punto d'appoggio. L'alta intensità luminosa, variabile da 0,7 mcd a 1 mcd per segmento con basso assorbimento di corrente (5 mA), colloca tutta la gamma nella fascia dei display ad alta efficienza. L'altezza delle cifre, da 0,25" a 1,8" ed il numero di digit, da 1 a 4 mettono ulteriormente in risalto la completezza della serie.
Disponibilità nelle versioni a 7 segmenti, alfanumerici con pilotaggio statico e multiplex.

FOTOACCOPPIATORI

I fotoaccoppiatori rappresentano uno degli innumerevoli punti di forza TOSHIBA. L'ampia scelta ricade su: tipi standard, con uscita a transistore e darlington, CTR da 20 a 500, tempo di risposta da 2 a 5,100 μS, tensione di isolamento sino a 2500 V; dispositivi ad alta velocità (6N135 - 6N136 - 6N137) con più di 1 Mbit/s, CTR 1000 e tensione di isolamento di 3500 V; elementi di potenza, dal TLP546G (AC1A) al TLP573 (DC1A)

FOTOELEMENTI

Diodi all'infrarosso, fototransistor e fotodiodi per impieghi professionali chiudono lo spettro dell'optoelettronica TOSHIBA.

REDIST
(A DIVISION OF GBC)

Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo
Milano - ITALIA
Tel. 02/6123351 (5 linee)
Telex: GBCMIL 330028

ROMA
Telef. 06/6056143

FIRENZE
Via Giovanni Pian dei Carpini, 1/3/5
Telef. 055/4379442-4379577

CASTELFIDARDO
Via Della Stazione, 28 Telef. 071/782057

TORINO

LONGARONE
Via Fae, 36 Telef. 0437/771129

Per informazioni indicare **Rif. P 8** sul tagliando

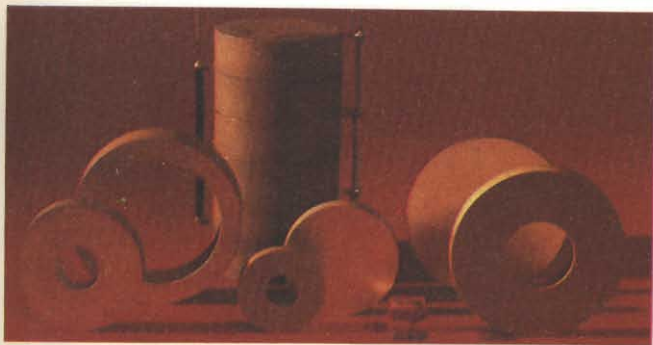



Fig. 8 - Dischi e anelli piezoelettrici per generatori ad ultrasuoni di potenza.

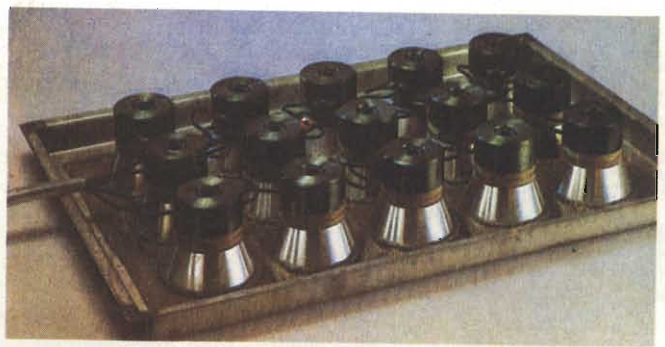



Fig. 9 - Parete di fondo di una vasca di pulitura ad ultrasuoni con 15 trasduttori a sandwich.

Fig. 10 - Filtri meccanici di canale per la frequenza portante in telefonia.

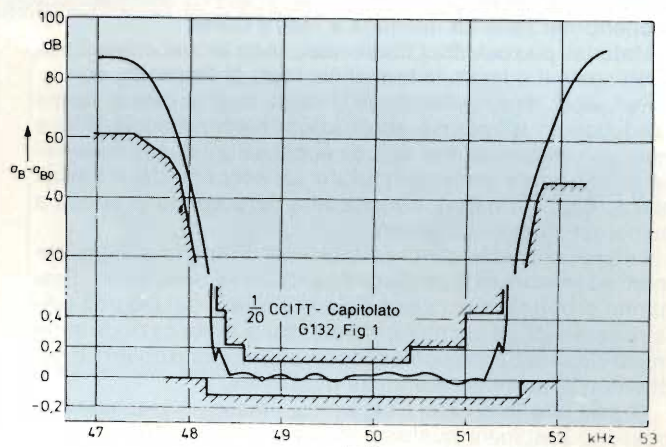



Fig. 11 - Curva passa-banda di un filtro di canale.

brane).

In alcune nazioni, il suono di chiamata del telefono è tritonale ed è ottenuto mediante ceramiche piezoelettriche.

Cilindretti ceramici produttori di alte tensioni

Per l'accensione di gas infiammabili vengono quasi sempre impiegati sistemi basati sulle caratteristiche meccanico-elettriche delle ceramiche piezoelettriche (accendini, accendigas casalinghi e bruciatori industriali). Questi sistemi di accensione hanno dimensioni molto ridotte e posseggono una grande sicurezza di funzionamento. Il "cuore" di questi sistemi di accensione è costituito da un cilindretto di materiale piezoelettrico, alto circa 16 mm e con diametro di circa 6,4 mm. Se un cilindretto con questo diametro e con lunghezza l si assoggetta ad un carico meccanico T3, avremo produzione di una tensione (a vuoto) il cui valore sarà dato da

$$V = g_{33} \cdot T_3 \cdot l$$

nella quale,

g_{33} = costante elettrica di tensione in V_m/N

l = lunghezza del cilindro in m

T_3 = carico meccanico in direzione dell'asse del cilindretto, in N/m^2.

In pratica si utilizzano due cilindretti disposti meccanicamente in serie ed elettricamente collegati in parallelo, in maniera che l'isolamento verso massa è costituito dai due cilindretti.

La *figura 6* riporta un sistema di accensione di questo tipo nel quale la forza meccanica esercitata sui dischetti di ceramica è realizzata mediante un sistema di pressione a leva.

Si notino i due cilindretti e il prelievo dell'alta tensione capace di produrre una scintilla tra due elettrodi distanti 3 mm circa. Nella *figura 7* è riportato un accendigas convenzionale; in primo piano si possono vedere alcuni cilindretti piezoelettrici normalmente utilizzati in questi sistemi di accensione.

Pulitura mediante ultrasuoni

Le ceramiche piezoelettriche hanno la proprietà di produrre oscillazioni ultrasonore ad elevata intensità. Questa proprietà viene sfruttata nei sistemi di pulitura ad ultrasuoni. In *figura 8* sono riportati dischi e anelli di materiale ceramico utilizzati per questo scopo.

Nei bagni di pulitura di piccole dimensioni con contenuto di liquido fino a 3 litri, il disco di materiale piezoceramico viene incollato sotto il fondo. In bagni di pulitura di dimensioni maggiori vengono impiegati i cosiddetti "trasduttori sandwich" (*figura 9*).

Filtri elettromeccanici

Nella telefonia a frequenze portanti vengono impiegati come filtri di canale e di segnale-pilota filtri elettromeccanici. Nella *figura 10* si può vedere la struttura di un filtro di canale di questo tipo. Dodici risuonatori di acciaio vengono accoppiati tra loro tramite un filo d'acciaio. Alle due estremità, rispettivamente d'ingresso e d'uscita si trova un trasduttore piezoceramico. La figura 10 indica chiaramente che un filtro siffatto possiede fianchi molto ripidi, e scarsa ondulazione entro la banda passante (*figura 11*). Questa curva possie-

GENERALITA' SUI MATERIALI CERAMICI PIEZOELETTRICI

Si definiscono materiali piezoelettrici quei materiali che, sottoposti ad una sollecitazione meccanica producono cariche elettriche. Questi materiali presentano anche l'effetto opposto, in quanto sotto l'influenza di un campo elettrico possono variare le proprie dimensioni. Questo fenomeno fu scoperto nel 1880 da *Jacques e Pierre Curie*.

Materiali piezoelettrici tradizionali sono alcuni cristalli naturali come il quarzo, la tormalina, i sali di Rochelle, ec.

Per molti anni questi cristalli sono stati impiegati come trasduttori in numerose applicazioni elettro-meccaniche e meccano-elettriche. Per alcune applicazioni questi materiali saranno ancora preferiti in futuro. La scoperta dei materiali piezoelettrici di *natura ceramica* ha però aperto la strada a numerose nuove applicazioni.

I materiali piezoelettrici ceramici sono duri, chimicamente inerti ed immuni dall'umidità e da altri agenti atmosferici. Essi hanno proprietà meccaniche simili a quelle dei più noti isolanti ceramici, ed anche i loro processi di fabbricazione sono molto simili sebbene richiedano un più accurato controllo per ottenere le proprietà elettriche desiderate.

Grazie alla loro natura ceramica, i materiali piezoelettrici possono assumere qualsiasi forma e dimensione; anche le direzioni di polarizzazione possono essere scelte liberamente. Per queste ragioni, i materiali piezoelettrici ceramici offrono una maggiore flessibilità nel progetto dei trasduttori rispetto a qualsiasi altro materiale piezoelettrico.

Essi sono inoltre estremamente tenaci, cioè capaci di esercitare o sostenere sforzi molto grandi.

Variando leggermente la composizione chimica del materiale è possibile esaltare una o più delle loro caratteristiche in modo da soddisfare le particolari esigenze di determinate applicazioni.

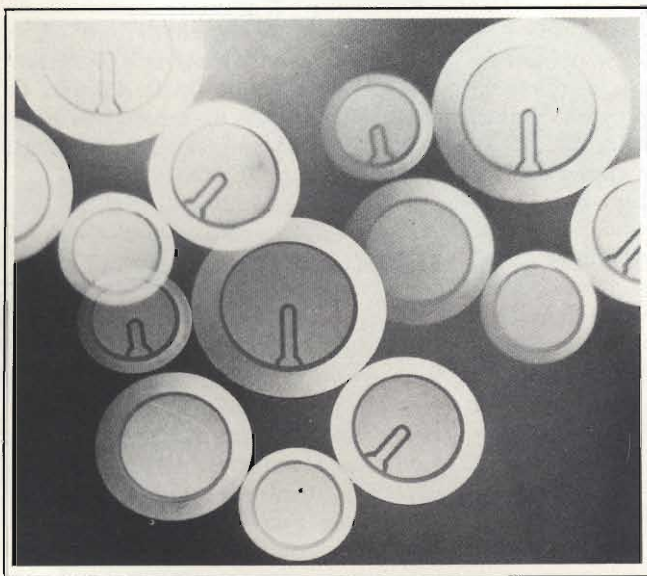



Foto A - Generatori di suono piezoelettrici (buzzer). Per essere eccitati richiedono poca energia e possono pertanto essere impiegati come avvisatori acustici in apparecchi trasportabili alimentati a pile. *(Foto Philips-Elcoma).*

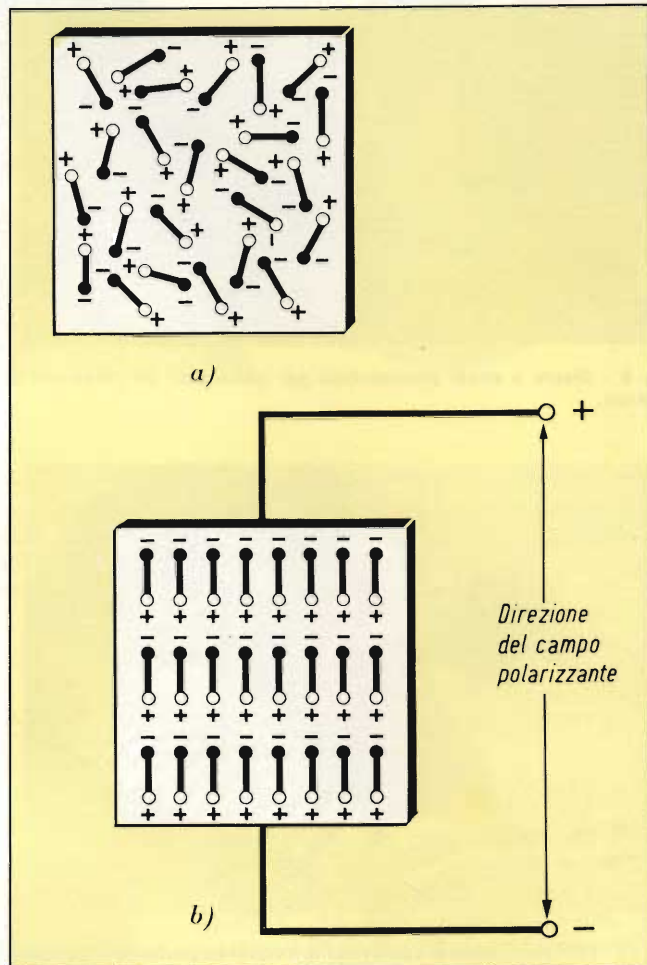



Fig. 1 - Dipoli elementari in un materiale piezoelettrico a) in alto non polarizzato; b) in basso dopo la polarizzazione.

L'effetto piezoelettrico nei materiali ceramici

Per capire l'effetto piezoelettrico dobbiamo per prima cosa prendere in considerazione la microstruttura del materiale. Dal punto di vista elettrico si può considerare questo materiale come contenente dei *dipoli* elementari (*figura 1*), costituiti ciascuno da una carica positiva e da una negativa poste ad una certa distanza tra loro.

Durante il processo di fabbricazione ceramico, i dipoli non mostrano preferenza per alcuna particolare direzione per cui sono disposti alla rinfusa (*figura 1a in alto*). Quando il materiale viene sottoposto ad una sollecitazione meccanica, gli effetti degli spostamenti delle cariche dei dipoli elementari si neutralizzano reciprocamente; in queste condizioni il materiale non mostra alcun effetto piezoelettrico.

Per ottenere un'attività piezoelettrica si devono prima orientare i dipoli, ciò che si fa sottoponendo il materiale ceramico ad un forte campo elettrico esterno, e contemporaneamente ad una temperatura di poco inferiore al cosiddeto "punto di Curie". A questa temperatura, i dipoli scompaiono e si ricreano spontaneamente quando la temperatura si abbassa.

Sottoposti a queste condizioni di polarizzazione, i dipoli assumono un orientamento corrispondente a quello del campo polarizzante (*figura 1b in basso*) col risultato che il corpo ceramico subisce un allungamento nella stessa direzione. In realtà i dipoli non sono mai orientati del tutto come suggerisce la *figura 1 a destra*, poichè la struttura ceramica ammette soltanto limitate rotazioni dei dipoli.

Dopo il raffreddamento del materiale ceramico e la rimozione del campo elettrico, i dipoli non possono ritornare nella

Tabella 1 - Costanti piezoelettriche di carica (d) e di tensione (g)

Costante		Unità nel sistema MKS
Costante piezoelettrica di carica (d)	$\frac{\text{spostamento dielettrico sviluppato}}{\text{sollecitazione meccanica applicata}}$	$\frac{\text{coulomb/m}^2}{\text{newton/m}^2} = \frac{C}{N}$
	$\frac{\text{deformazione prodotta}}{\text{campo elettrico applicato}}$	$\frac{\text{m/m}}{\text{V/m}} = \frac{m}{V}$
Costante piezoelettrica di tensione (g)	$\frac{\text{campo elettrico sviluppato}}{\text{sollecitazione meccanica applicata}}$	$\frac{\text{V/m}}{\text{N/m}^2} = \frac{V \cdot m}{N}$
	$\frac{\text{deformazione prodotta}}{\text{spostamento dielettrico applicato}}$	$\frac{\text{m/m}}{\text{coulomb/m}^2} = \frac{m^2}{C}$

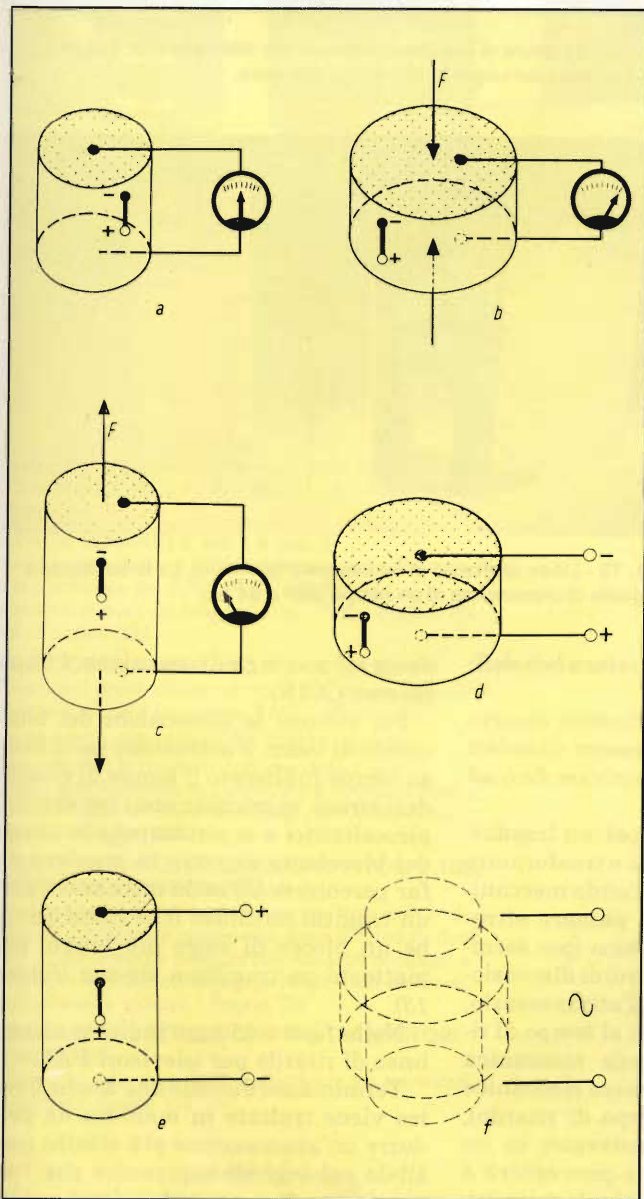



Fig. 2 - Il fenomeno della piezoelettricità in un cilindro: a) cilindro non sollecitato; b) cilindro sollecitato con una pressione; c) cilindro sollecitato con una trazione; d) sollecitazione elettrica di segno opposto a quello della polarizzazione; e) sollecitazione elettrica di segno uguale a quello della polarizzazione; f) sollecitazione elettrica con campo alternato.

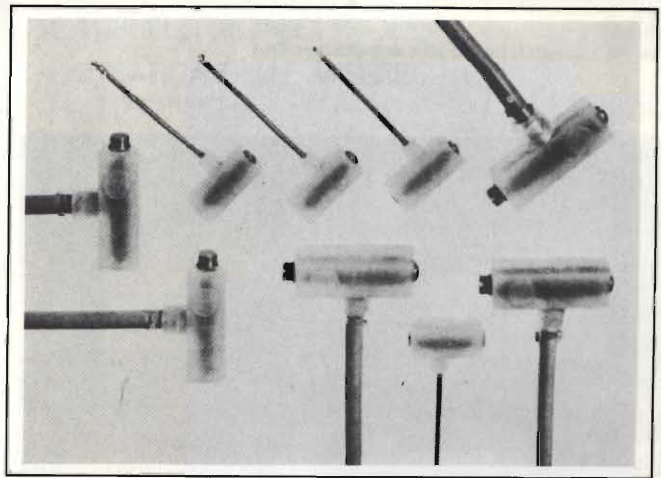



Foto B - Unità di accensione del gas realizzate con ceramiche piezoelettriche. *(Foto Philips-Elcoma).*

loro posizione originaria e otteniamo la cosiddetta "polarizzazione residua" del materiale ceramico: il corpo ceramico è divenuto permanentemente piezoelettrico e può convertire energia meccanica in elettrica e viceversa.

La formazione della polarizzazione è quindi indispensabile per questi materiali ed è normalmente l'operazione finale a cui vengono sottoposti; tale operazione si esegue collegando gli elettrodi applicati al materiale ceramico con una sorgente di tensione continua.

La *figura 2* illustra il fenomeno della piezoelettricità in un cilindro di materiale piezoelettrico ceramico.

La *figura 2a* riporta il cilindro non sollecitato. Se si applica una forza che produce una sollecitazione di compressione o di trazione, la deformazione che ne consegue produce uno spostamento di cariche, e di conseguenza, una tensione misurabile tra gli elettrodi. Se la sollecitazione meccanica è di segno tale che il corpo tenda a riassumere la sua forma originale, cioè quella precedente la polarizzazione (*figura 2b*), la tensione elettrica prodotta avrà la stessa polarità della tensione usata per la polarizzazione. Invertendo la sollecitazione meccanica si inverte anche la polarità della tensione prodotta sugli elettrodi.

Se si applica agli elettrodi una tensione continua avente polarità opposta a quella della tensione di polarizzazione, il cilindro si accorcia (*figura 2d*). Se la polarità della tensione applicata è uguale a quella della tensione di polarizzazione, il cilindro si allunga (*figura 2e*).

Quando si applica una tensione alternata, il cilindro si allunga e si accorcia alternativamente (*figura 2f*). (Per maggior chiarezza, in ciascuno dei disegni è mostrato un dipolo orientato).

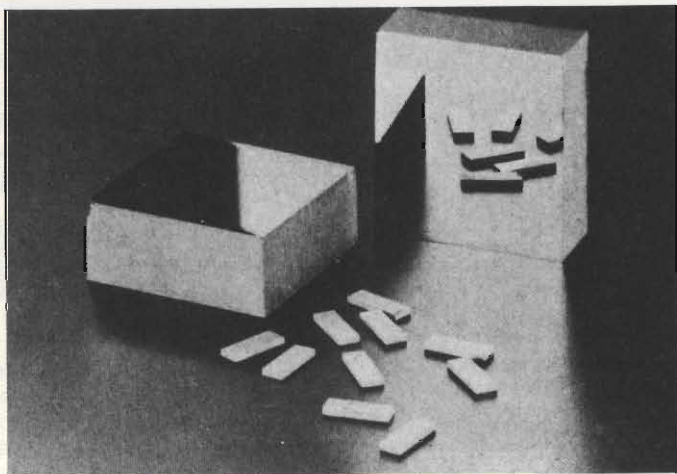



Fig. 12 - Ceramiche ad alta densità per filtri.

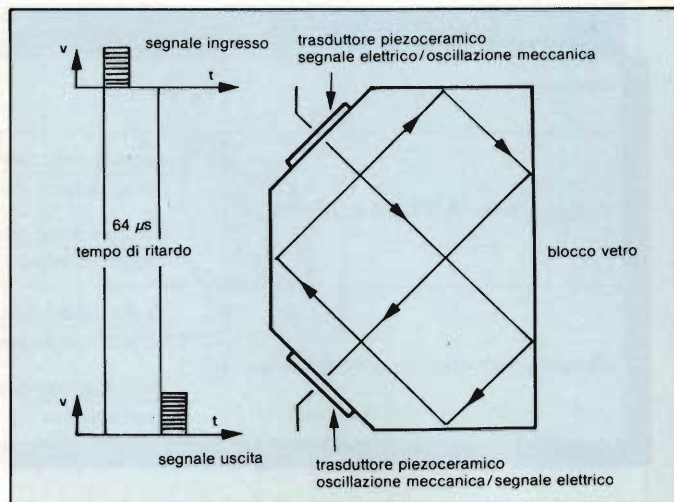



Fig. 13 - Struttura di una linea di ritardo per televisori PAL e indicazione del percorso del segnale all'interno del vetro.

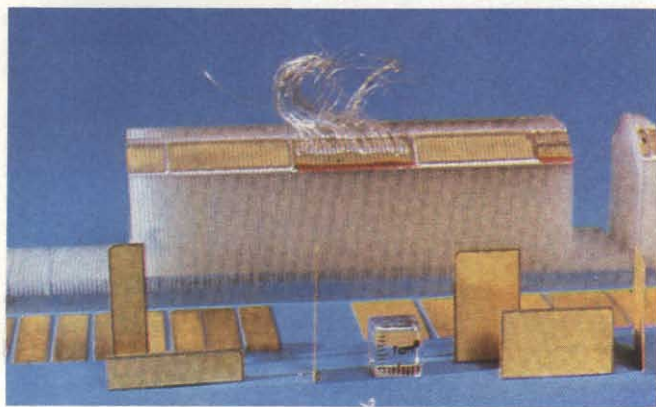



Fig. 14 - Blocchi di vetro per linee di ritardo.

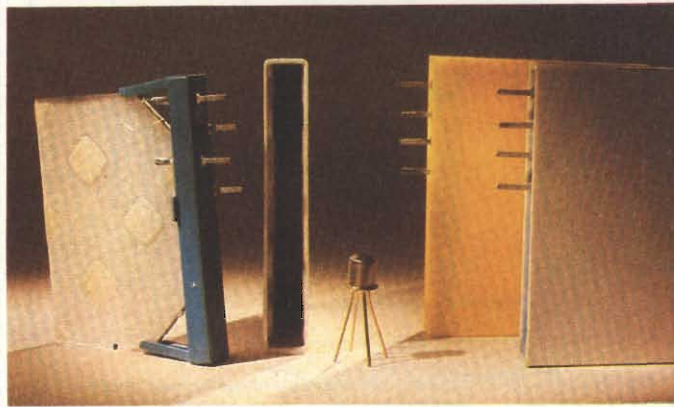



Fig. 15 - Linea di ritardo di un moderno televisore. La linea ritarda il segnale di crominanza di un tempo pari a 64 μs.

de le caratteristiche suddette grazie al perfetto adattamento che si è potuto realizzare tra il materiale piezoceramico e le caratteristiche dei risuonatori elettromeccanici, nonchè tra i coefficienti di temperatura rispettivamente dei trasduttori ceramici e dei risuonatori meccanici.

Nella *figura 12* si possono vedere alcune ceramiche piezoelettriche utilizzate per la realizzazione dei filtri elettromeccanici.

La loro caratteristica è un'elevata densità, e cioè assenza pressochè totale di pori all'interno del materiale, rivelata dalla lucentezza con cui si presentano le superfici.

Linee di ritardo

Citiamo infine l'impiego delle ceramiche piezoelettriche nell'elettronica dove non solo è richiesto un elevato rendimento dell'oscillazione meccanica, ma anche la sua stabilità nel tempo ed entro valori di temperatura ben definiti.

In alcuni sistemi elettronici occorre che i segnali possano essere ritardati per un tempo che può arrivare fino ad alcuni millisecondi.

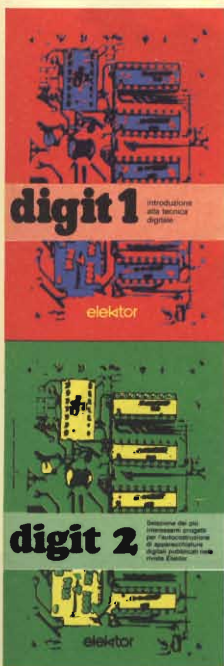
Il sistema funziona così: un trasduttore d'ingresso provvede a trasformare il segnale elettrico in un'onda meccanica. Questa viene fatta passare attraverso un mezzo meccanico (per esempio, un blocchetto di vetro) di dimensioni tali che l'onda, nell'attraversarlo, impieghi un tempo pari al tempo di ritardo desiderato. L'onda meccanica dopo aver percorso il mezzo meccanico nel tempo fissato (tempo di ritardo), viene fatta di nuovo pervenire su un secondo trasduttore che provvederà a ritrasformarla nel segnale elettrico originario.

Linee di ritardo di questo tipo vengono usate nei televisori funzionanti secondo i sistemi PAL e SECAM. Il materiale che provvede a ritardare il segnale è vetro. Il tempo di ritardo corrispondente ad una riga di scansione, è 64 μs (norme CCIR).

Per ridurre le dimensioni del blocchetto di vetro, e mantenere nello stesso tempo inalterato il tempo di ritardo desiderato, si posizionano i trasduttori piezoelettrici e si strutturano le pareti del blocchetto di vetro in maniera da far percorrere all'onda meccanica non un tragitto rettilineo (che richiederebbe un blocco di vetro più lungo) ma piuttosto un tragitto a zig-zag (*figura 13*).

Nella *figura 15* sono indicate alcune linee di ritardo per televisori PAL.

Terminiamo dicendo che anche il vetro viene trattato in maniera da produrre un'attenuazione più ridotta possibile sul segnale meccanico che l'attraversa, e di non subire eccessive dilatazioni meccaniche (e di conseguenza tempi di ritardo imprecisi) sotto l'influenza di variazioni della temperatura. ■

OFFERTISSIMA edizioni JCE
8 LIBRI, OLTRE 1000 PAGINE
A SOLE L. 29.900

DIGIT 1	L. 7.000
DIGIT 2	L. 6.000
JUNIOR COMPUTER VOL. 1	L. 11.000
JUNIOR COMPUTER VOL. 2	L. 14.500
30 PROGRAMMI IN BASIC PER LO ZX80	L. 3.000
TABELLE EQUIVALENZE SEMICOND. E TUBI ELETTRONICI PROFESS.	L. 5.000
LA PRATICA DELLE MISURE ELETTRONICHE	L. 11.500
MANUALE DI SOSTITUZIONE DEI TRANSISTORI GIAPPONESI	L. 5.000
TOTALE	L. 63.000

DIGIT 1
Le informazioni contenute in questo libro permettono di comprendere più facilmente i circuiti digitali. Vengono proposti molti esercizi e problemi con soluzione. - Pagine 62

DIGIT 2
È una raccolta di oltre 500 circuiti.
L'arco delle applicazioni si estende dalla strumentazione, ai giochi ai circuiti di home utility e a nuovissimi gadgets. Pagine 104

JUNIOR COMPUTER Vol. 1 e Vol. 2
Semplice introduzione all'affascinante tecnica dei computer e in particolare del JUNIOR COMPUTER un microelaboratore da autocostruire. - Vol. 1 pagine 184 - Vol. 2 pagine 234

30 PROGRAMMI IN BASIC PER LO ZX 80
Programmi pronti all'uso per chi è alle prime armi con i computer e con il linguaggio BASIC - Pagine 80

LA PRATICA DELLE MISURE ELETTRONICHE
Il libro illustra le moderne tecniche delle misure elettroniche mettendo in condizione il lettore di potersi costruire validi strumenti di misura, con un notevole risparmio. Pagine 174

TABELLE EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI E TUBI ELETTRONICI PROFESSIONALI
Completo manuale di equivalenze per transistori e diodi europei, americani e giapponesi, diodi controllati, diodi LED, circuiti integrati logici, circuiti integrati analogici e lineari per R/TV, circuiti integrati MOS, TUBI elettronici professionali e vidicon. - Pagine 126

MANUALE DI SOSTITUZIONE DEI TRANSISTORI GIAPPONESI
Il libro raccoglie circa 3000 equivalenze tra transistori giapponesi. Pagine 150

Cedola di commissione libraria da inviare a:
JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. - MI

Decrizione	Q.ta	Prezzo Unitario	Prezzo Totale
OFFERTISSIMA JCE: 1 Digit 1 1 Digit 2 1 Junior computer vol. 1 1 Junior computer vol. 2 1 30 Programmi BASIC per lo ZX80 1 La pratica delle misure elettroniche 1 Tabella Equiv. semicond. e tubi elettronici professionali 1 Manuale di sostituzione dei transistori		L. 29.900	

Desidero ricevere l'offertissima JCE con i libri indicati nella tabella, a mezzo pacco postale, al seguente indirizzo:

Nome

Cognome

Via

Città

Data C.A.P.

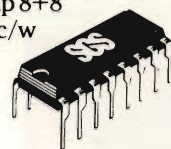
Desidero ricevere la fattura si no

Partita I.V.A. o per i privati Codice Fiscale

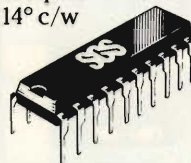
PAGAMENTO:
☐ Anticipato, mediante assegno circolare o vaglia postale per l'importo totale dell'ordinazione
☐ Contro assegno, al postino l'importo totale
AGGIUNGERE L. 2.000 per contributo fisso spedizione. I prezzi sono comprensivi di I.V.A.

Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - MI

REGOLATORI DI TENSIONE

Powerdip 8+8
Rth 14° c/w

Pentawatt
Rth 3° c/w

Powerdip 16+2+2
Rth 14° c/w

ing. Pietro Baumwolf SGS-ATES

Tra tutti i regolatori di tensione in forma integrata comparsi in questi ultimi tempi sul mercato alcuni presentano caratteristiche che li distinguono dalla grande massa. Alcuni infatti posseggono una caduta di tensione estremamente bassa, altri strutturati come veri e propri alimentatori switching (per es. il tipo L296) arrivano a fornire correnti d'uscita dell'ordine di 4 A e tensioni regolabili da 5,1 a 40 V.

In tutte le apparecchiature elettroniche, la stabilità della tensione di alimentazione è una condizione indispensabile per il loro corretto funzionamento. È per questo motivo che attualmente vengono impiegati in sempre maggior misura, i cosiddetti *stabilizzatori o regolatori di tensione* realizzati, nella maggior parte dei casi, in forma integrata. I regolatori di tensione realizzati in forma monolitica integrata eccellono rispetto a quelli realizzati in forma discreta per stabilità, facilità d'impiego e, fattore non trascurabile, per il loro prezzo. Ciò però non toglie che, in alcuni casi vengano ancora realizzati regolatori di tensione in forma discreta.
La caratteristica fondamentale di un regolatore di tensione è la *caduta di tensione* a cui esso dà luogo, e cioè quanto la tensione d'ingresso deve essere superiore alla tensione di uscita affinché l'anello si regolazione possa funzionare correttamente.

Dimensionando opportunamente tutto il circuito, ed in particolare impiegando al posto del transistore di potenza in serie tra ingresso e uscita, un tipo *PNP* è possibile che la caduta di tensione introdotta dal regolatore corrisponda alla sola *tensione di saturazione* del transistore di potenza, e cioè al valore di V_{CEsat} (V_{CEsat} è la caduta di tensione tra collettore ed emettitore quando il transistore lavora con la massima corrente di collettore ammessa).
Ecco alcuni valori tipici di questa caduta:

— regolatori standard: $V_{caduta} > 2{,}0$ V; regolatori della serie *L-7800*

— regolatori con bassa caduta di tensione: $V_{caduta} \approx 1{,}6$ V, regolatori della serie *L-2600*

— regolatori con bassissima caduta di tensione: $V_{caduta} \approx 0{,}5$ V (vedi tabella).

I valori di caduta di tensione suddetti si riferiscono a correnti di uscita I_o = 500 mA.
L'esigenza di poter disporre di regolatori di tensione a bassa caduta di tensione ha due motivi:

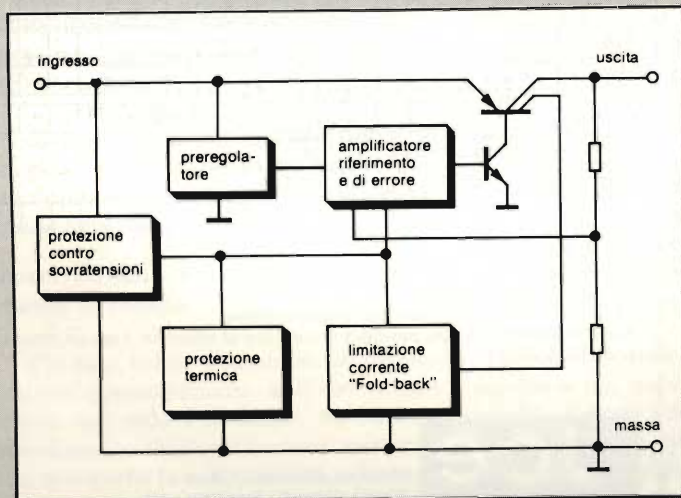
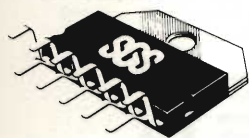
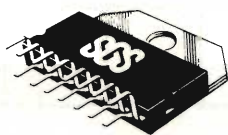
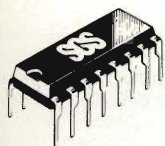



Fig. 1 - Struttura di un regolatore di tensione a bassa caduta di tensione. Come transistore di potenza in serie viene utilizzato un tipo PNP; la caduta di tensione del regolatore corrisponde in questo modo alla tensione di saturazione del transistore.

DELL'ULTIMA GENERAZIONE

1 - non essere costretti ad utilizzare una sorgente di tensione primaria con tensione troppo elevata, e di conseguenza ridurre al minimo la dissipazione introdotta dal regolatore

2 - necessità di impiegare il regolatore in apparecchiature alimentate a batteria, e pertanto essere costretti a lavorare in condizioni non sempre troppo favorevoli (per esempio, in campo automobilistico oppure in apparecchiature portatili).

In particolare, in campo automobilistico, i regolatori di tensione devono presentare una caduta di tensione bassa in vista del funzionamento nella stagione invernale oppure in fase di messa in moto del motore, condizioni queste nelle quali è sempre richiesta una tensione d'uscita più stabile possibile. Nelle suddette condizioni, la tensione della batteria può infatti scendere fino a 6 V!

Analoghe situazioni si riscontrano nelle apparecchiature alimentate a batteria nelle quali occorre assicurare un funzionamento corretto dell'apparecchio fino a che la batteria raggiunge il suo minimo di carica.

Struttura di un regolatore a bassa caduta di tensione

Il circuito-base è indicato in *figura 1.* A differenza dei regolatori standard della serie *L 7800*, nei quali come transistore di potenza collegato in serie, viene utilizzato un darlington NPN, qui viene invece impiegato un transistore di potenza tipo PNP. Soltanto questa configurazione circuitale consente di ottenere una caduta di tensione bassa tra ingresso e uscita del regolatore, corrispondente alla tensione di saturazione collettore-emettitore del transistore. In questa struttura circuitale infatti, la corrente di base richiesta dal transistore di potenza non scorre nel carico bensì verso massa dopo aver attraversato un transistore pilota NPN. Ovviamente, questo sistema tende a ridurre il rendimento del circuito di regolazione. L'amplificazione di corrente (h_{fe}) del transistore PNP (a struttura laterale) viene a dipendere dal carico, e alla massima corrente di uscita essa è superiore a 10. Ciò fa sì che questo regolatore possegga una corrente di uscita I_o = 500 mA, ed una caduta di tensione pressapoco di 0,5 V. È per questo motivo che la potenza d'uscita di questo regolatore viene a trovarsi entro i valori di potenza dei regolatori della serie *L 78M00.*

Le correnti di riposo di alcuni regolatori di questa serie sono più basse di 1 mA. Ed è per questo motivo che questi regolatori vengono impiegati in apparecchiature d'emergenza.

Fig. 2 - Per eliminare fenomeni oscillatori occorre che l'ingresso e l'uscita siano portati a massa tramite condensatori di opportuni valori.

Funzioni di protezione

Per proteggere il regolatore sono state integrate le seguenti funzioni:

a) limitazione della corrente di uscita basata sul principio "Fold-back".

È evidente infatti che in caso di sovracorrente o di cortocircuito dei morsetti d'uscita, il regolatore deve possedere dei sistemi che consentano di limitare e abbassare il valore della sua corrente di uscita. A questo scopo serve egregiamente il transistore di potenza PNP a struttura laterale, formato cioè da tanti elementi collegati in parallelo, il quale proprio per questa sua struttura per-

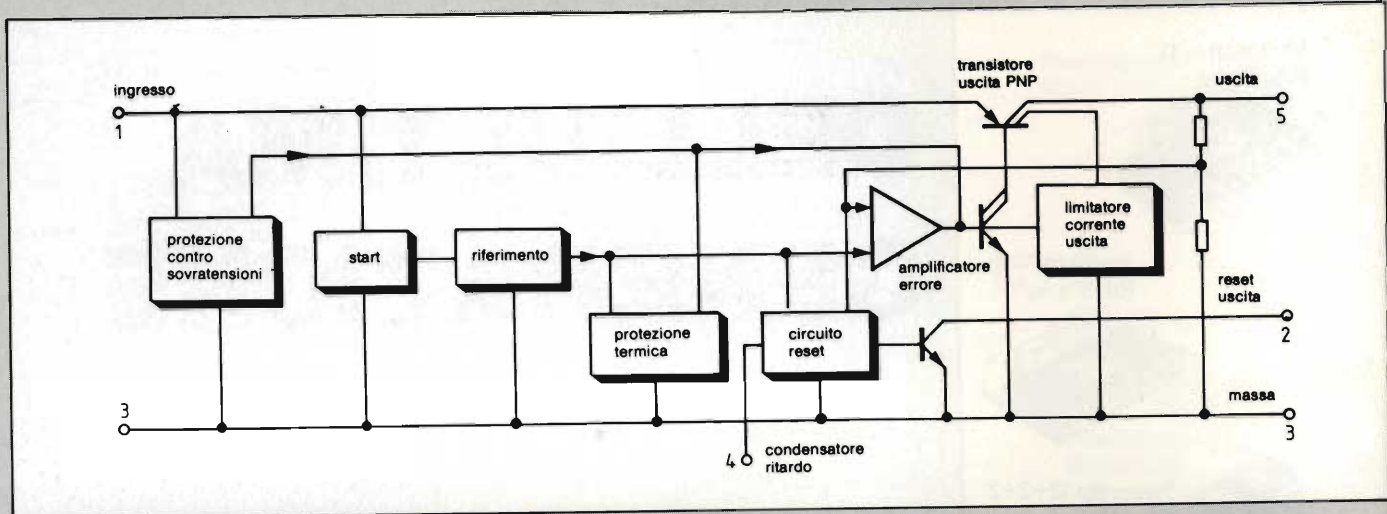



Fig. 3 - Struttura interna di un regolatore a bassa caduta di tensione tra ingresso e uscita. Il transistore di potenza in serie possiede più terminali di collettore uno dei quali viene utilizzato per il sistema di limitazione della corrente. È per questo motivo che si può fare a meno del resistore in serie, normalmente usato per "monitorizzare" la corrente d'uscita.

mette di poter utilizzare per effettuare la funzione di limitazione una frazione ben precisa della sua corrente di uscita (< 1%).

Come conseguenza di ciò, vengono a mancare in questo regolatore, le cosiddette *resistenze di misura* della corrente (e di conseguenza le rispettive cadute di tensione) presenti invece nei regolatori convenzionali.

b) protezione termica.

Serve a proteggere il regolatore contro i pericoli di un suo surriscaldamento prodotto o da un sistema di raffreddamento insufficiente oppure da una corrente di uscita troppo elevata. In questo caso, per abbassare la tensione di riferimento dell'amplificatore d'errore, e di conseguenza anche la corrente di uscita del regolatore si sfrutta l'influenza che la temperatura ha sulla tensione base-emettitore (nella misura di 2 mV/K). Questo circuito di protezione entra in funzione quando la temperatura alla giunzione T_j raggiunge i 150 °C.

c) Inversione delle polarità e protezione contro le sovratensioni.

Queste funeste condizioni possono verificarsi specialmente quando il regolatore viene impiegato in campo automobilistico. Diodi ad elevata tensione di blocco vengono allo scopo inseriti nei punti più importanti del circuito, e anche il transistore di potenza PNP, grazie ad una maggiore superficie della base dovuta alla struttura laterale, risulta sufficientemente protetto. Il regolatore pertanto può sopportare per 300 ms oppure per 100 ms impulsi con valore rispettivamente di ± 40 V e ± 100 V.

Problemi di stabilità

I regolatori a bassa caduta di tensione di cui fin qui ci siamo occupati richiedono una particolare attenzione se non si vuole correre il pericolo che essi entrino in oscillazione. Essi infatti, a differenza dei regolari standard, muniti internamente di una rete di compensazione in frequenza, esigono che all'uscita venga inserito un condensatore compensatore.

Tabella 1 - Regolatori di tensione SGS-ATES a bassa caduta di tensione

I_o max (A)	Tipo	Tensione di uscita stabilizzata 5	8.5	10		Contenitore
4	L296(*)	5.1 V ← regolabile → 40 V				Multiwatt 15*
2	L200CH/CV L200CT/T	2.9 V ← regolabile → 36 V				Pentawatt* T0 3 (4 terminali)
0.5	L387	•				Pentawatt*
	L487	•				Pentawatt*
	L2600V	•	•	•		T0 220
	L4700CV	•	•	•		T0 220
	L4800CV	•	•	•		T0 220
0.4	LM2930A LM2931A	• •				T0 220 T0 220

(*) Alimentatore stabilizzato a commutazione (SMPS).

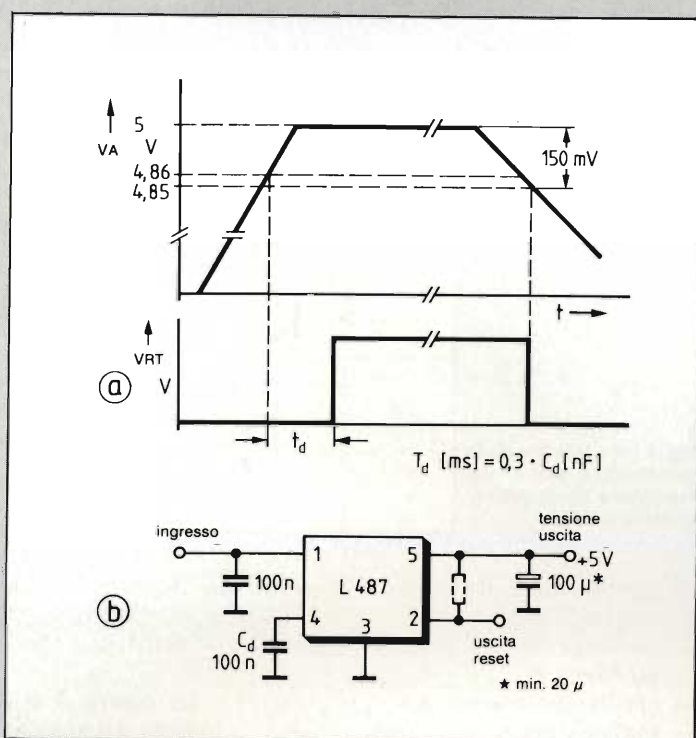



Fig. 4 - Funzione-reset nel regolatore di tensione L 487, a) andamento in funzione del tempo della funzione di reset all'atto della messa in funzione (on) e bloccaggio (off) del regolatore, b) Circuiteria richiesta per realizzare la funzione di reset.

I regolatori riportati nella tabella 1 richiedono capacità di carico con valori compresi tra 10 e 100 µF; occorrerà inoltre tenere in considerazione anche i coefficienti di temperatura dei condensatori elettrolitici o al tantalio impiegati.

Uscita per impulso di reset

Un particolare circuito provvede a controllare la tensione di uscita del regolatore e a fornire un segnale di *reset* nel caso in cui la tensione di uscita dovesse assumere un valore inferiore a quello limite ammesso. Questo particolare circuito è contenuto nei regolatori *L 487* e *L 387*. La *figura 3* riporta il principio di funzionamento del regolatore e la *figura 4* l'andamento nel tempo della funzione di reset. Il tempo di ritardo dell'impulso può essere programmato mediante un condensatore esterno.

Grazie a queste funzioni, i regolatori *L 487* e *L 387* si prestano ad essere impiegati per l'alimentazione di microprocessori e di circuiti digitali i quali durante la fase on/off oppure in seguito a disturbi presenti nella tensione di alimentazione potrebbero essere disturbati nel loro funzionamento.

Regolatori di tensione monolitici di potenza

I grandi progressi fatti in questi ultimi tempi nella tecnologia dell'impianto degli ioni hanno consentito di realizzare unità capaci di fornire a 50 V correnti di uscita superiori a 4 A. Per la prima volta si è infatti riusciti a far "coabitare" in forma integrata circuiti a piccolo segnale e circuiti di potenza, funzionanti ad impulsi con frequenza fino a 100 kHz, e capaci di dare potenze d'uscita dell'ordine dei 160 W. I vantag-

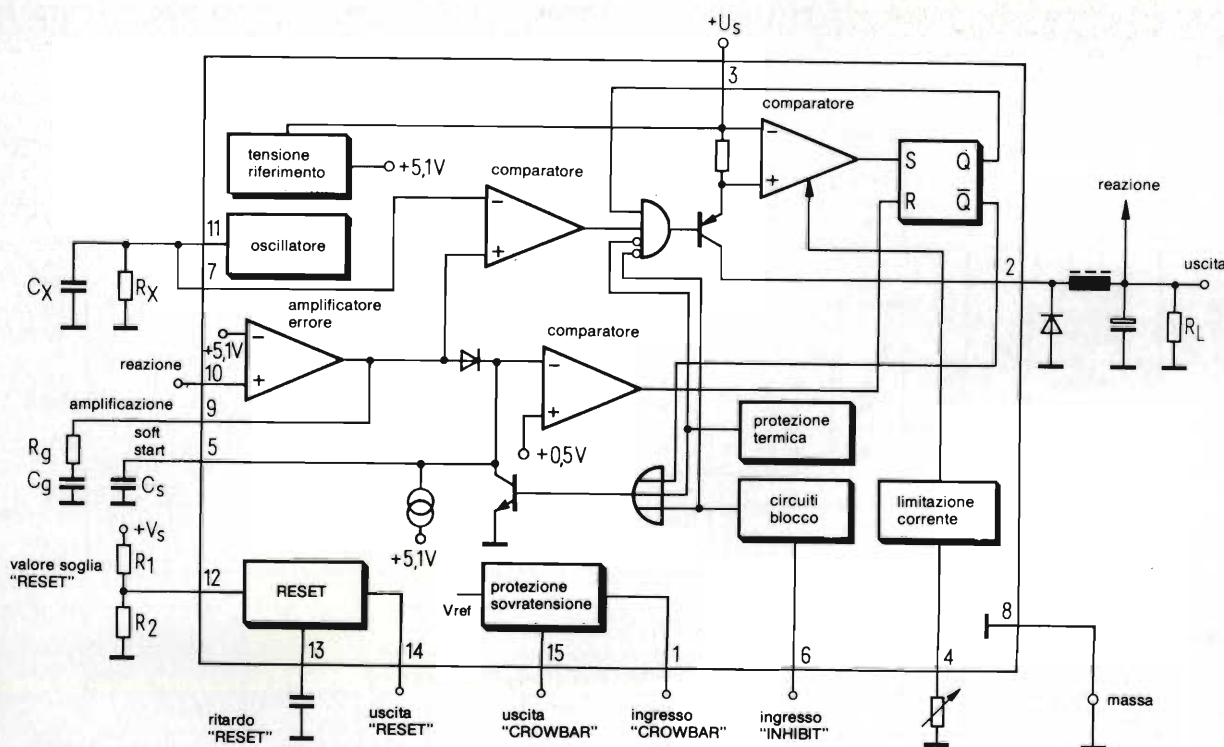



Fig. 5 - Schema a blocchi del regolatore a commutazione L 296. Può essere utilizzato come alimentatore stabilizzato fino ad un massimo di 4 A di corrente d'uscita.

gi sono: circuiti compatti, elevata sicurezza di funzionamento e notevole riduzione dei costi. I settori d'impiego di queste nuove unità sono: alimentatori a commutazione (switching), elettronica industriale, personal computer e stampanti.

Il convertitore cc/cc che qui di seguito brevemente descriveremo è il primo di una famiglia di *regolatori di potenza* il cui funzionamento è basato sul noto principio dell'impulso di comando ad ampiezza variabile (PWM). È il tipo *L296*.

Le sue caratteristiche fondamentali sono:

— tensione d'uscita regolabile tra 5,1 e 40 V

Fig. 7 - Particolare della circuiteria a monte del transistore finale nel regolatore L 296.

Fig. 6 - Il regolatore a commutazione L 296 lavora con un transistore finale NPN.

— limitazione della corrente d'uscita regolabile fino a 4 A
— partenza dolce (soft-start) programmabile
— oscillatore interno
— ingresso per sincronizzazione esterna
— protezione contro il cortocircuito
— protezione contro fenomeni di riscaldamento (protezione termica)
— circuito di reset on/off
— protezione contro sovratensioni all'uscita (crowbar)
— ingresso "inhibit" compatibile con circuiti logici TTL, CMOS e NMOS
— resistenza termica $R_{thjc} < 2$ K/W

La *figura 5* mostra uno schema a blocchi del regolatore-alimentatore di potenza *L 286*.
Questo "alimentatore stabilizzato" di potenza richiede pochi componenti esterni. Il filtro all'uscita non è che una normale rete LC munita di un diodo veloce richiesto per poter ricavare dal componente il massimo rendimento.

Tabella 2 - Regolatori di tensione standard SGS-ATES

Tensione di uscita positiva

Io (A)	Tipo	5	6	7.5	8	9	10	12	15	18	20	24	Contenitore
2(*)	L78S00CV	•		•		•	•	•	•	•		•	T0 220
	L78S00CT/T	•		•		•	•	•	•	•		•	T0 3
1.5	LM117K	1.2 V ← regolabile → 37 V											T0 3
	LM217K												T0 3
	LM317K												T0 3
	LM317T												T0 220
1	L7800CV	•	•		•			•	•	•	•	•	T0 220
	L7800CT/T	•	•		•			•	•	•	•	•	T0 3
0.5	L78M00CV	•	•		•			•	•	•	•	•	T0 220
0.15	L123CB	2 V ← regolabile → 36 V											DIP
	L123CT/T												T0 100
	L146CB	2 V ← regolabile → 77 V											DIP
	L146CT/T												T0 100

Tensione di uscita negativa

Io max (A)	Tipo	−5	−5.2	−8	−12	−15	−18	−20	−24	Contenitore
1	L7900CV	•	•	•	•	•	•	•	•	T0 220
	L7900CT/T	•	•	•	•	•	•	•	•	T0 3

(*) Brevetto SGS-ATES

Tabella 3 - Regolatori di tensione SGS-ATES a caduta di tensione molto bassa

Tipo	Caduta di tensione bassa	Caduta di tensione molto bassa	Protezione contro transitorio			Reset	Protezione contro cortocircuito	Protezione contro inversione di tensione	Tensione di uscita		
			±80V	±60V	±40V				5V	8.5V	10V
L387		•				•	•	•	•		
L487		•	•			•	•	•	•		
L2605	•		•				•	•	•		
L2685	•		•				•	•		•	
L2610	•		•				•	•			•
L4705		•	•				•	•	•		
L4785		•	•				•	•		•	
L4710		•	•				•	•			•
L4805		•		•			•	•	•		
L4885		•		•			•	•		•	
L4810		•		•			•	•			•
LM2930A		•			•		•	•	•		
LM2931A		•		•			•	•	•		

Fig. 8 - Anello di regolazione nel regolatore L 296.

La *figura 6* riporta lo stadio finale dell'integrato e la relativa circuiteria esterna. La tensione d'uscita è data da:

$$V_o = V_s \cdot \frac{T_{on}}{T}$$

nella quale

V_o = tensione d'uscita
V_s = tensione d'ingresso
T_{on} = tempo durante il quale il transistore d'uscita di potenza conduce
T = durata del periodo del segnale dell'oscillatore.

Lo stadio finale

Siccome un transistore di potenza integrato del tipo PNP, impiegato come stadio finale, sarebbe stato troppo lento, si è pensato di integrare come finale, un tipo NPN munito di pilota PNP (*figura 7*). Il segnale "A" è il segnale modulato in ampiezza proveniente dal circuito regolatore. Il segnale "B" provvede a "svuotare" le cariche del transistore d'uscita. I tempi di commutazione t_{on} + t_{off} hanno un valore complessivo inferiore a 100 ns, per cui si può parlare di una frequenza di commutazione di 100 kHz.

L'anello di regolazione

La tensione di riferimento interna è 5,1 V con una tolleranza del 2% e una dipendenza dalla temperatura nella

Fig. 9 - Andamento dei segnali relativi alla limitazione della corrente e alla funzione "partenza lenta". Quest'ultima serve ad effettuare un aumento graduale della corrente nel carico.

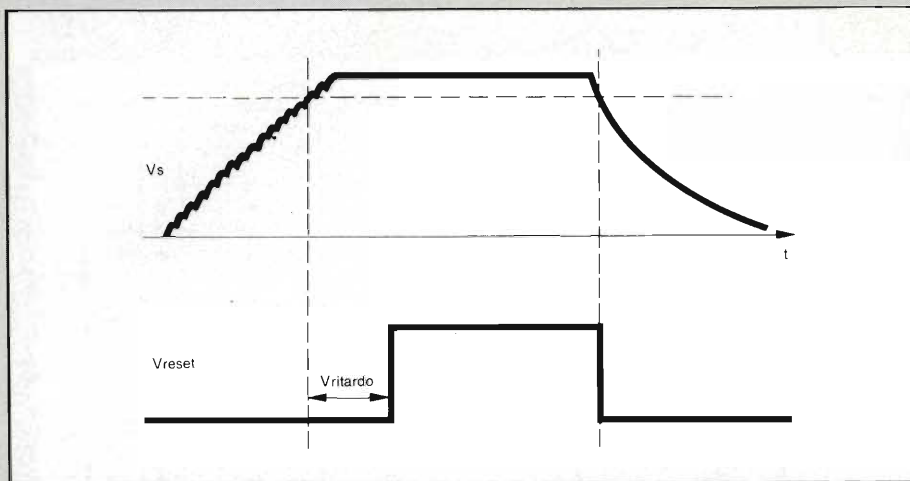



Fig. 10 - Andamento nel tempo della funzione di reset nel regolatore L 296. Il tempo di ritardo può essere programmato tramite opportuna circuiteria esterna.

Fig. 11 - Andamento del rendimento di un alimentatore basato sull'integrato L 296 in funzione della tensione di uscita.

misura dell'1%. L'anello di regolazione è quello classico, formato cioè da un generatore di tensione a rampa, da un amplificatore di errore e da un comparatore di tensione. Il circuito in definitiva non è altro che un classico modulatore dell'ampiezza dell'impulso che lavora a frequenza costante ma che può avere un ciclo di utilizzazione variabile (e cioè, rapporto variabile tra tempo di conduzione e tempo di bloccaggio del transistore finale). Questo è indicato in *figura 8*.

La tensione di uscita V_o può essere variata tramite partitore di tensione tra 5,1 V e 40 V.

Come amplificatore di errore viene utilizzato un OTA. Siccome in un OTA l'amplificazione della tensione è funzione del carico all'uscita, l'anello di regolazione potrà essere facilmente

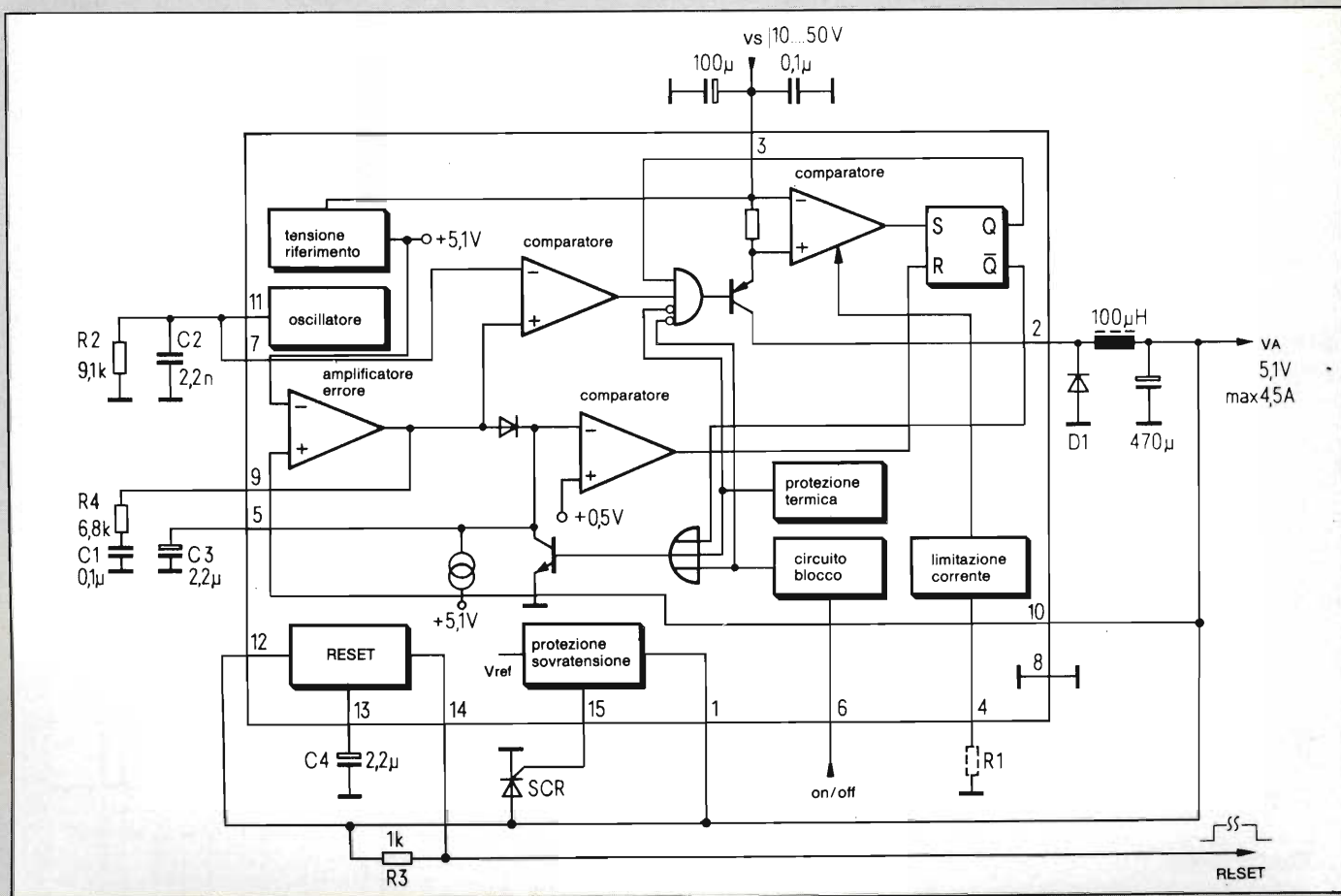



Fig. 12 - Realizzazione di un alimentatore nel quale vengono sfruttate tutte le funzioni contenute nell'integrato L 296. I componenti utilizzati determinano le seguenti funzioni: R2/C2 = frequenza dell'oscillatore; R3 = resistenza di lavoro dell'uscita-reset; R4/C1 = definiscono l'amplificazione del regolatore; C3 = costante di tempo della funzione "partenza dolce"; C4 = tempo di ritardo del reset. Il diodo D1 è un diodo Schottky; il tiristore SCR è un "interruttore" richiesto dal sistema di protezione contro le sovratensioni. Il rendimento di questo alimentatore stabilizzato s'aggira sul 77%.

compensato mediante una combinazione RC sistemata all'uscita dell'OTA.

La funzione "partenza dolce"

Un circuito interno fa in maniera che il ciclo di utilizzazione possa partire da zero e arrivare *gradualmente* fino al valore massimo prefissato. È questa la funzione "partenza dolce" (soft start). Questa funzione inizia dal momento in cui viene applicata la tensione Vs, oppure dopo avere attivata la funzione "abilitazione", oppure all'atto della messa fuori funzione della limitazione della corrente.

Limitazione della corrente d'uscita

La corrente d'uscita viene misurata da un resistore interno, collegato in serie all'emettitore della struttura PNP del transistore d'uscita. La tensione che si forma ai capi di questo resistore, la quale è proporzionale alla corrente circolante in esso, viene applicata ad un comparatore il quale, a sua volta, provvede a settare un flip-flop, e a dare quindi un segnale interno di abilitazione. Questo segnale provvede, a sua volta a bloccare il transistore d'uscita, e a scaricare il condensatore "soft-start". Dopodiché, il flip-flop viene resettato e ricomincerà un nuovo processo di "partenza dolce".

La soglia interna di limitazione della corrente è fissata a 5 A. Tale soglia può però essere abbassata a 1 A tramite un resistore interno.

Circuito di reset

La funzione di reset è identica a quella del regolatore *L 487*. La tensione di riferimento interna di 1,5 V viene applicata ad un comparatore. Il secondo ingresso del comparatore viene portato all'esterno e cablato opportunamente (figura 10). La programmazione del ritardo si effettua aggiungendo un condensatore.

Protezione contro le sovratensioni

La tensione l'uscita è protetta nei confronti di eventuali sovratensioni. La protezione entra in funzione quando la tensione d'uscita supera nella misura del 20% il valore nominale fissato. Qualora ciò si verificasse verrebbe innescato tramite l'uscita "crow-bar" un tiristore che provvederebbe ad assorbire la maggiore parte della corrente.

L'ingresso "abilitazione" consente il comando a distanza sequenziale della tensione (o delle tensioni) d'uscita. Attraverso l'ingresso del sincronismo è possibile comandare con un unico oscillatore, più di una di queste unità. La *figura 11* indica l'andamento del rendimento in funzione della tensione d'uscita. Esso tende a diminuire all'aumentare della frequenza di lavoro.

Applicazioni

Tra le molte applicazioni possibili la figura 12 ne mostra una nella quale vengono sfruttate tutte le funzioni dell'integrato regolatore di potenza *L 296*. Vengono infatti utilizzati sia l'impulso di reset sia il sistema di protezione contro le sovratensioni.

Nel laboratorio-applicazioni SGS-ATES vennero provati circuiti per due tensioni positive d'uscita oppure per una tensione positiva e una tensione negativa. Aggiungendo all'integrato un transistore esterno è anche possibile ottenere correnti d'uscita fino a 15 A. La limitazione della corrente si effettua in questo caso misurando la corrente di base di questo transistore. È anche possibile estendere l'applicazione di questo integrato alla realizzazione di un convertitore "forward" cc/cc. In questo caso rivestirà particolare importanza la disposizione delle piste di massa del circuito integrato.

Nel prossimo numero daremo un'ampia descrizione di questo nuovo circuito integrato regolatore "switching" unitamente a numerosi esempi di applicazione.

5,6 milioni di VTR prodotti dal Giappone in tre mesi

Nel primo trimestre dell'anno l'industria nipponica ha costruito 5.592.000 videoregistratori, con un incremento del 67% rispetto allo stesso periodo del 1983. L'esportazione ha assorbito quasi 4,1 milioni di apparecchi (+ 48%), di cui 1,9 milioni verso gli Stati Uniti solamente (2,7 volte il quantitativo esportato nei primi tre mesi del 1983). Per contro la Comunità Europea ha acquistato "appena" 821.000 VTR dal Giappone, con una riduzione di circa il 30%.

COMPUTER SU SINGOLA SCHEDA EUROCARD CON IL μP 6504

Molti lettori in possesso di computer con il μP 6502 come p.es. il PET, il CBM, l'AIM-65, il KIM-1 ecc. avanzarono la proposta di pubblicare un "single-board" computer basato sul medesimo processore e con le stesse caratteristiche del ECC-80 pubblicato nel numero 9/83 di SELEZIONE.
La scheda presentata in questo articolo utilizza il 6504 della stessa famiglia ed è la versione "ridotta" (e meno costosa) del famoso 6502.

Ing. Ennio De Lorenzo e Herwig Feichtinger

Parlando di computer, si è indotti subito a pensare a dei dispositivi programmabili "liberamente" con i quali si possono sviluppare e collaudare dei programmi e che siano dotati di tastiera e video-monitor o perlomeno di un semplice display alfanumerico.

Il computer presentato in questo articolo è un'altra cosa: è programmato in modo "fisso" (cioè con un programma in EPROM) e viene utilizzato per una determinata applicazione (definita dal programma nella EPROM). Non è perciò adatto allo sviluppo di programmi, per esser usato come strumento didattico o per venir ampliato in futuro con maggior volume di memoria o addirittura dotato di un BASIC-interpreter.

Un computer a mini-prezzo

Il nostro computer è ideale p. es. nel rimpiazzare ampi e complessi circuiti digitali in controlli numerici in semplici automatismi in strumenti di misura e mille altre applicazioni. La rinuncia al futuro ampliamento permise di sviluppare un dispositivo di costi molto contenuti. Le applicazioni sopraelen-

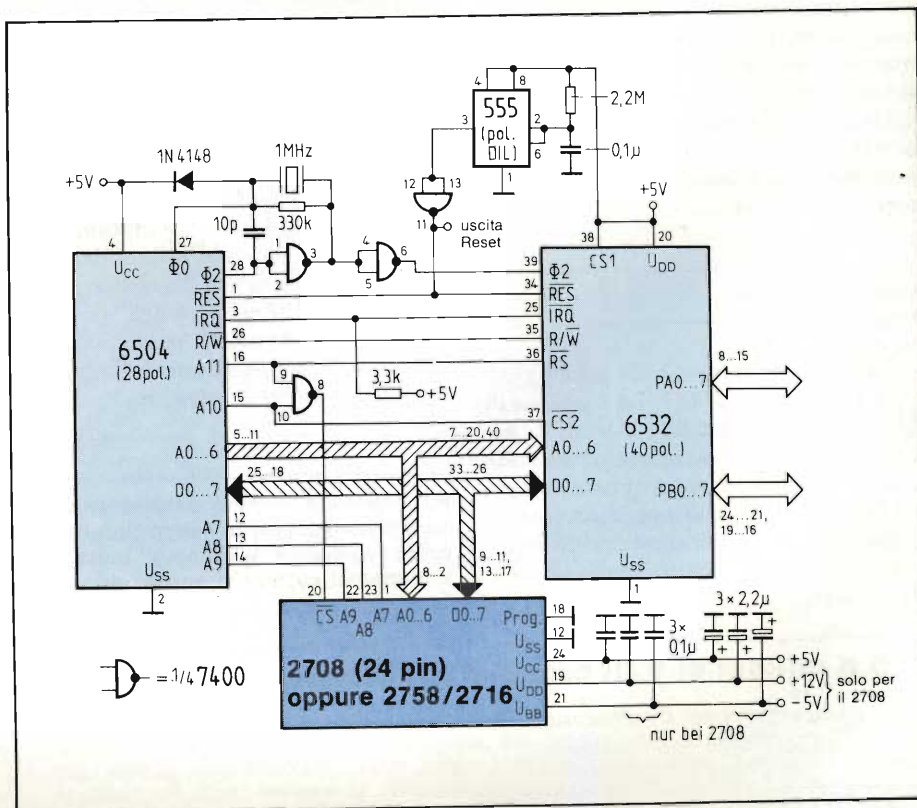



Fig. 1 - Circuito completo dell'ECC-65 con 1 o 2K di EPROM 128 Bytes di RAM in Interrupt-Timer programmabile e 16 linee di ingresso/uscita.

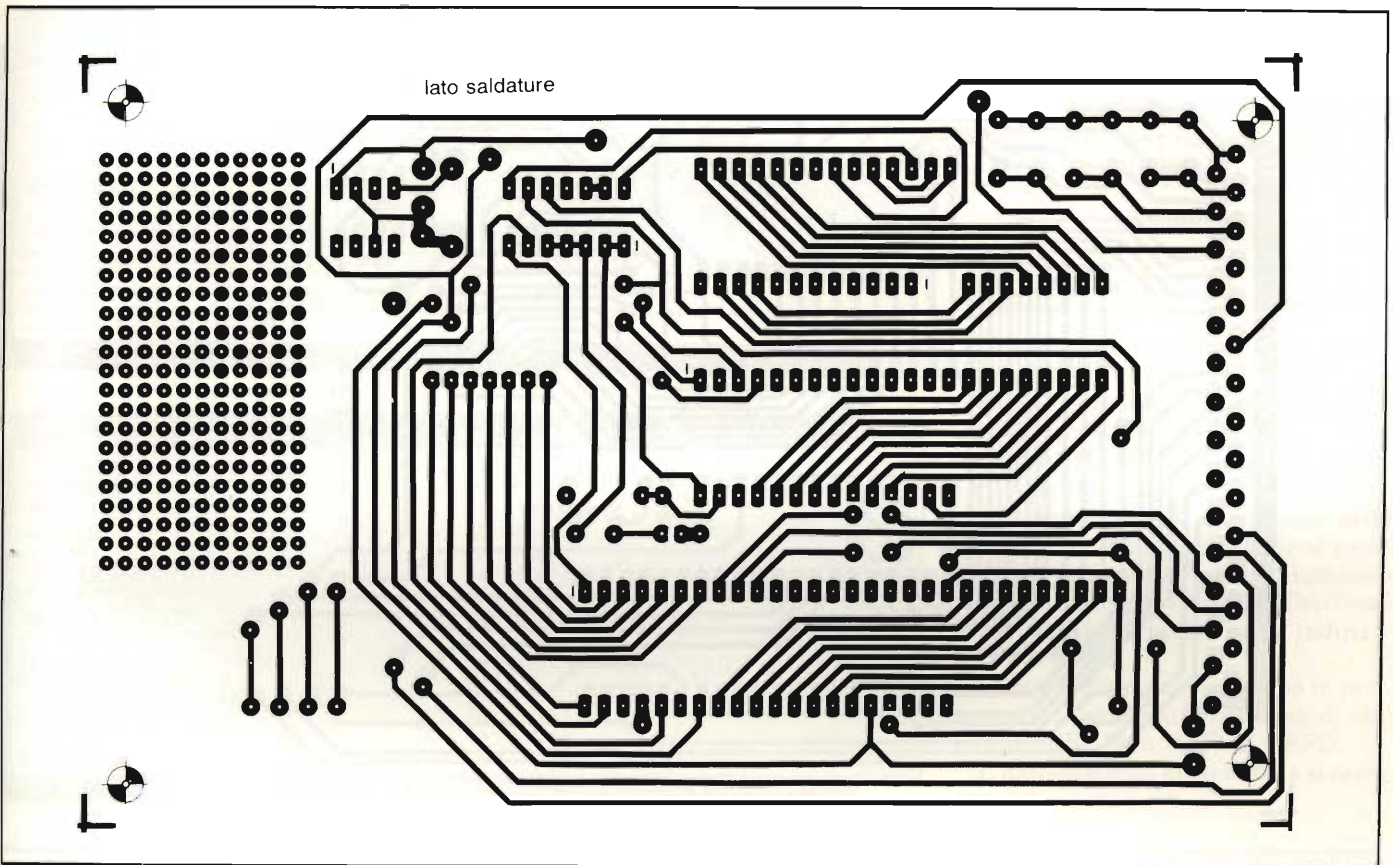



Fig. 2 - Il lato saldature della scheda. Il campo forato è previsto per applicazioni individuali dell'utente (p. es. un convertitore A/D).

cate potrebbero venir risolte certamente anche con uno dei molti "single chip microcomputer" presenti sul mercato ed offerti in parte in versione EPROM per applicazioni di piccole serie. Lo svantaggio di questi "single-chip" consiste nel fatto che per programmarli sono necessari sistemi di sviluppo di costi molto elevati e che appesantiscono non poco il costo del progetto.

L'ECC-65 permette al contrario di sviluppare i programmi per l'applicazione desiderata su uno dei numerosi "home-computer" o personal computer reperibili a basso prezzo sul mercato come p. es. CBM, PET, AIM-65, KIM, ecc. basati sul microprocessore 6502. Prima di copiare il programma applicativo sulla EPROM che verrà montata sull'ECC-65 occorrerà cambiare solamente alcuni indirizzi: p. es. gli indirizzi dei port di ingresso/uscita (I/O-ports). Se si dispone di un assembler l'operazione diventa oltremodo semplice.

Una soluzione con 3 CHIP

La scelta cadde sul microcomputer 6504 (il "fratello" minore della famiglia 6502) per la sua semplicità ed il suo basso costo. Rispetto al 6502, il 6504 possiede meno linee d'indirizzamento (12 invece di 16) un solo ingresso di interrupt (IORQ) ed un'involucro con 28 piedini (invece dei 40 del 6502).

Per realizzare un computer, oltre alla CPU, è necessaria una memoria ed un dispositivo di ingresso/uscita per la comunicazione con il mondo esterno. Nel nostro caso la memoria è suddivisa in un campo RAM (memoria di "lavoro") ed un campo EPROM (memoria di programma "fisso"). Per contenere il numero dei componenti sulla scheda, abbiamo scelto il 6532 come dispositivo di ingresso/uscita che contiene due ports paralleli da 8 bit, 128 Byte di RAM ed un Interrupt-Timer che può fornire tempi fino a 261 ms ed è estremamente utile in molte applicazioni. Il terzo componente, la EPROM ospita il programma applicativo e può essere da 1K (tipo 2708 o 2758) o da 2K (tipo 2716).

Lo spazio di memoria di 128 Byte RAM e 2K Byte EPROM sembra un po' ridotto e per un BASIC-computer certamente lo è se si considera che solamente l'interpretatore BASIC occupa dai 4 ai 12 K di memoria.

Ma a parte il fatto che il BASIC è assolutamente inadatto per il controllo di processi veloci, il nostro computer verrà programmato in linguaggio macchina che oltre al vantaggio della velocità offre quello del minor spazio di memoria necessaria. In 2K di memoria si può facilmente scrivere un piccolo programma di scacchi, un programma per il pilotaggio di una macchina da scrivere tramite un'interfaccia seriale od il software per una stampante ad aghi.

Il 6504 possiede il medesimo set di istruzione del 6502 egli è perciò, come si suol dire, perfettamente software-compatibile: i programmi scritti per il 6502 corrono anche con il 6504 e viceversa. Il 6504 viene usato tra l'altro per il controllo dell'unità floppy CBM-3032 della COMMODORE.

L'indirizzamento della RAM

Il 6502 ha bisogno di due campi di memoria privilegiati: la "pagina zero" (zero page) che va da 0000 a 00FF e serve ad utilizzare i diversi modi di indirizzamento di alcune istruzioni e ad eseguire le istruzioni a 2 Byte, ed il cosiddetto "stack" che occupa la "pagina 1" da 0100 a 01FF e serve a memorizzare gli indirizzi di ritorno dei sottoprogrammi.

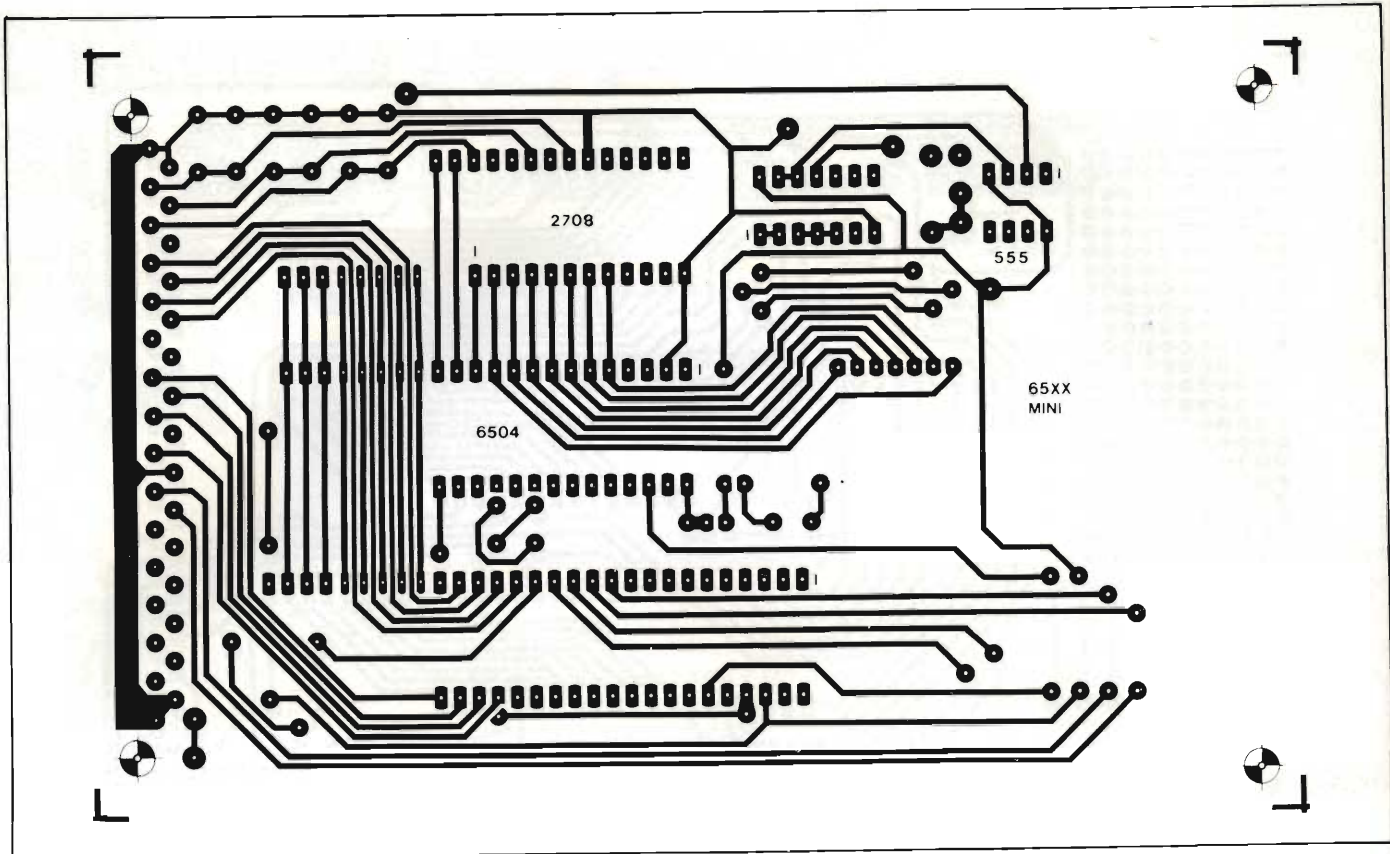



Fig. 3 - Il lato componenti della scheda.

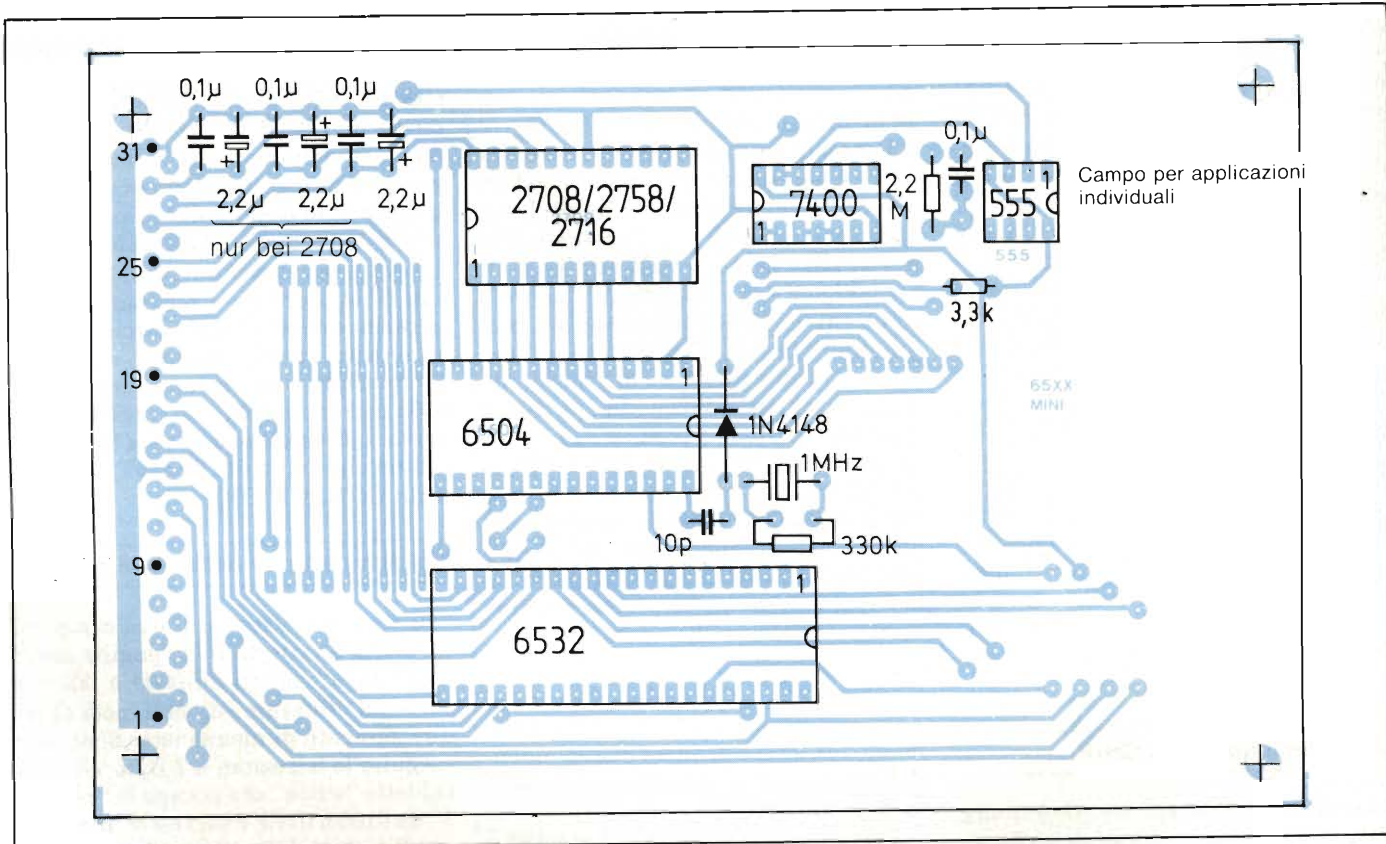



Fig. 4 - La disposizione di componenti sulla scheda.

Tabella 1 - Gli indirizzi delle ECC-65.

Bit indirizzi	Contenuto	Area di memoria
00XX XAAA AAAA	128 bytes di RAM nel 6532	000...07F;080...0FF 100...17F;180...1FF 200...27F;280...2FF 300...37F;380...3FF
10XX XXXA AAAA	porta di I/O e timer nel 6532	800...81F u.a. (duplicati 32 volte fino a BFF)
11AA AAAA AAAA	EPROM da 1K e 2K	C00...FFF
01AA AAAA AAAA		400...7FF

Indirizzi del 6523: Port A = 800, reg. direz. port A = 801. Port B = 802, reg. direz. port B = 803.
Timer: 1 μs = 814, 8 μs = 815, 64 μs = 816 1024 μs = 817 81C ... 81F: come sopra però con interrupt a tempo trascorso.
Lettura timer = 816, test timer = 817 (flag N).

Tabella 2 - La disposizione dei segnali sul connettore.

1	massa	18	PB2
2	massa	19	PB3
4	IRQ	21	uscita reset
6	PA0	22	PB7
7	PA1	23	PB6
8	PA2	24	PB5
9	PA7	25	PB4
10	PA6	26	entrata reset
11	PA5	27	+5 V
12	PA4	28	—5 V (+5 V con il 2716)
13	PA3	29	+12 V (massa con il 2716)
14	massa	30	massa
15	PB0	31	massa
17	PB1		

La nostra RAM di 128 Bytes non basterebbe a contenerli entrambi e così siamo ricorsi ad uno stratagemma: non abbiamo totalmente decodificato il BUS degli indirizzi e perciò una cellula di memoria risulta contrassegnata da più indirizzi. I 128 Bytes di RAM appaiono allora non solamente agli indirizzi di pagina zero (0000 ... 007F), ma anche a quelli di pagina 1 cioè nello stack (0180...01FF). C'è allora da prestare attenzione che alterando un dato all'indirizzo 01FE lo si altera nella stessa maniera anche all'indirizzo 007E! Nel programmare bisogna pensarci un po' di quanto spazio si ha bisogno sia in pagina zero che nello stack.

La disposizione dei 128 Bytes di RAM potrebbe essere la seguente: 0000...006F in pagina zero e 01F0...01FF per lo stack che permetterebbe così l'utilizzo di 6 livelli di sottoprogrammi ed un livello di interrupt.

L'incompleta decodifica degli indirizzi porta evidentemente lo svantaggio di un difficile ampliamento del campo di memoria che qui venne accettato deliberatamente per ridurre il numero dei componenti hardware sulla scheda. Per la decodifica degli indirizzi risulta necessaria un'unica porta TTL! La *tabella 1* mostra la disposizione dei banchi di memoria.

La duplicità degli indirizzi non deve essere per forza uno svantaggio. Può darsi che il sistema sul quale si voglia sviluppare il programma applicativo non possieda RAM nello spazio richiesto dall'ECC-65, ma in quello duplicato: in questo caso non è necessaria una modifica degli indirizzi.

Lo START dell'ECC-65

Si consiglia di montare gli integrati su zoccoli per facilitare le operazioni di collaudo (specialmente se si tratta di un prototipo). Per ultimo viene montato l'EPROM per la nostra applicazione individuale.

Al momento dell'accensione della tensione di alimentazione viene generato un segnale di reset automatico (555). Il processore inizia con l'elaborazione del programma agli indirizzi FFFC e FFFD.

Questi indirizzi non esistono in realtà e sono "duplicati" nell'area di memoria EPROM in OFFC e OFFD.

L'assorbimento di corrente e si cerca 200 mA.

Bibliografia

1) E. de Lorenzo e W. Kanis - Computer 80 (ECC-80): **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 9/1983 pag. 97.
2) R6532 Data Sheet (Rockwell Doc. 29 000 D42).
3) R 650X Data Sheet (Rockwell Doc. 29 000 D39).
4) R 65000/6532 Timer Interrupt precautions (Rockwell Doc. R 6500 N02).

I COMPONENTI DELL'ECC-65

Il microprocessore 6504 del computer su singola scheda eurocard ECC-65 è software-compatibile con il famoso 6502. Si differenzia da quest'ultimo solamente nell'involucro e nel numero dei piedini. Questo articolo riporta alcuni dati sul 6504 e sugli altri componenti dell'ECC-65 (EPROM 2716 e dispositivo di ingresso/uscita 6532).

ing. Ennio De Lorenzo e Herwig Feichtinger

Sull'ECC-65 (Euro Card Computer 65) sono disposti 3 circuiti integrati "grandi": il microprocessore 6504, che rappresenta il "cervello della scheda, il componente multifunzionale 6532 con 128 Byte RAM, 2 ports di ingresso/uscita con 16 linee ed un Interrupt-timer su un singolo chip ed infine la EPROM che può essere da 1K (2708, 2758) o da 2K (2716).

La CPU 6504

Il 6504 appartiene alla famiglia di microprocessori 6502, che ne costituisce il "capostipite". I diversi tipi si differenziano nel numero delle linee di indirizzi e degli interrupts disponibili. La riduzione delle linee d'accesso viene addottata per ridurre le dimensioni dell'involucro e quindi i costi del componente che viene prodotto dalle ditte: MOS Technology, Commodore, Rockwell, e Synertek.

Il 6504 può indirizzare 8 KByte di memoria e possiede un involucro con 28 piedini. La tensione d'alimentazione di +5 V assorbe circa 100 mA. Ne esiste la versione CMOS con un consumo ridottissimo. Il processore lavora con una frequenza di clock di 1 MHz ed è in grado di eseguire un'addizione di 8 Bit in 2 us.

I registri interni della CPU (dinamici) permettono una frequenza di clock minima di 100 kHz. Tutte le uscite sono compatibili TTL e possono pilotare tranquillamente un carico TTL. La versione "commercial" in involucro di plastica può lavorare nei limiti di temperatura da 0 a 70 gradi C. La tensione d'alimentazione può variare da + 4,75 a +5,25 V.

Fig. 1 - Il "pinout" del 6504 usato nell'ECC-65 e del software-compatibile 6502 usato in numerevoli home- e personal-computer.

Il 6532: RAM, I/O e TIMER in uno

Il componente multifunzione 6532 contiene su un singolo chip comune 128 Bytes di memoria RAM, due ports programmabili bidirezionali di ingresso/uscita (I/O: Input/Output) da 8 Bit ciascuno ed un Timer programmabile in grado di generare interrupts. La *figura 2* ne visualizza il "pinout", mentre in *figura 3* è riportata la struttura inter-

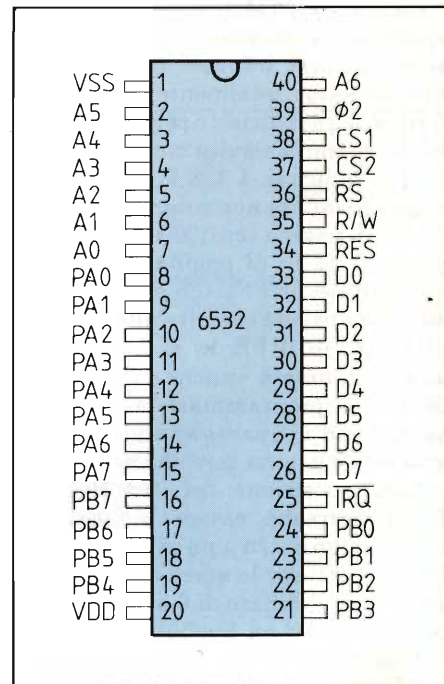



Fig. 2 - Il pinout di RIOT (RAM, I/O, Timer) 6532. Il componente multifunzione ha un assorbimento di corrente di 100 mA a 5V di tensione.

Tabella 1 - Selezione del modo di interrupt con il PA7.

Istruzione dell'ECC-65	A1	A0	Effetto
STA 0807	1	0	interrupt alla salita negativa al PA7
STA 0807	1	1	interrupt alla salita positiva al PA7
STA 0804	0	0	esclusione dell'interrupt PA7
BIT 0807	1	1	check ed annullamento del flag di interrupt (bit 6 = PA7, Bit 7 = Timer)

Fig. 3 - Schema a blocchi interno del 6532. Le uscite del Port PB possono erogare fino a 3 mA.

na. La selezione del chip avviene tramite CS1 e CS2. L'entrata RS (Register Select) decide la scelta della RAM o dei registri di I/O oppure del Timer. Dopo un Reset, tutti i registri vengono azzerati ed i ports di I/O sono automaticamente programmati in entrata: Resistenze di tiro interne tengono le linee in entrata a livello alto.

Il componente può generare interrupts provocati in due modi: dal Timer o da PA7. La scelta fra i due modi avviene mettendo RS e A1 a livello alto e R/W e A4 a livello basso: "scrivendo" cioè agli indirizzi 0804...0807 senza badare a quello che succede sul Bus dei Dati. La *tabella 1* riporta le 4 possibili istruzioni (invece di STA si può usare qualsiasi altra istruzione di trasferimento di memoria).

I due ports PA e PB sono identici in entrata (alta impedenza), ma differenti in uscita: PA possiede solamente resistenze di tiro (pull-up), mentre PB ha le uscite amplificate in controfase che permettono una erogazione di corrente fino a 3 mA.

Fig. 4 - Struttura del Timer programmabile nel 6532. Il "prescaler" divide il clock di sistema di 1 MHz per 1, 8, 64, 1024 in conformità alla programmazione. Il registro può venir caricato con un valore di 8 Bit che verrà decrementato.

Le EPROM

L'ECC-65 può ospitare 3 tipi di EPROM: la 2708 (1 KByte, 3 alimentazioni), la 2758 (1 Kbyte, 1 alimentazione), e la 2716 (2KByte, 1 alimentazione).

La *figura 5* mostra il pinout della 2708: e un componente ormai obsoleto e lo riportiamo solamente per completezza e per coloro che ne abbiano ancora alcuni esemplari nel cassetto. Il 2758 è praticamente identico al 2708 con la differenza che adopera solamente la tensione +5V. Il pinout della 2716 è riportato in *figura 6*. Bisogna prestare attenzione che la Texas Instruments produce una versione della 2716 che ha bisogno di 3 alimentazioni e non è perciò compatibile con la "normale" 2716: questo tipo non può venir usato sull'ECG-65.

Per indirizzare 2 KByte occorre una linea d'indirizzo in più che per 1 KByte: la linea A10 è connessa con il piedino 19 (alimentazione di +12V per la 2708 che ora non serve più). Applicando massa o +5V all'entrata apposita del connettore, si può selezionare la metà bassa o alta della memoria EPROM. In questo modo vi si possono memorizzare due programmi diversi selezionabili tramite un deviatore.

La 2716 viene fornita anche in versione CMOS (National Semiconductor: 27C16). Usando la CPU 65C04 - anch'essa in tecnologia CMOS - è possibile costruire un ECC-65 con piccolissimo consumo adatto al funzionamento con batterie.

Interrupts con il 6532

Con il Timer del 6532 è possibile realizzare in modo molto semplice un "loop" di ritardo. Per 5 ms il loop potrebbe essere il seguente:

```
        LDA # 05
        STA 0817
WAIT    BIT 0817
        BPL WAIT
```

Scrivendo all'indirizzo 0817 si carica il valore 05 nel Timer ad 8 Bit e contemporaneamente il prescaler viene caricato con 1024: un ciclo del Timer corrisponde perciò a 1,024 ms. In questo caso non viene generato un interrupt, ma il Bit più significativo all'indirizzo 817 viene settato e può quindi venir interpellato con l'istruzione di BIT. Il test di

Fig. 6 - L'EPROM 2716 con 2KByte. Rispetto al 2708 ha bisogno solamente di un'alimentazione singola di +5V ed il piedino 19 porta l'indirizzo A10 invece dei +12V.

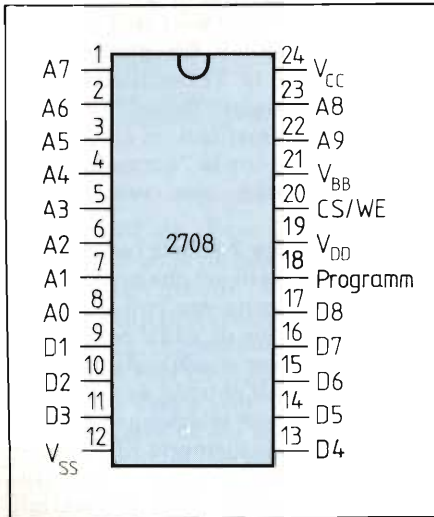



Fig. 5 - L'EPROM 2708 fu per lungo tempo uno standard. Ora è superato. Ha bisogno di tre alimentazioni.

questo Bit può avvenire sempre allo stesso indirizzo, indipendentemente se il tempo desiderato venne "scritto" agli indirizzi 0814, 0815, 0816, o 0817 con i relativi cicli di 1, 8, 64 o 1024 μs. All'indirizzo 0816 si potrebbe anche leggere il Timer, ma qui non facciamo uso di questa possibilità. Il Timer comincia a contare indietro subito dopo la scrittura del tempo desiderato. Non appena ha raggiunto il valore zero, il Bit 7 in 0817 viene settato ed il Timer riprende a decrementare con il fattore prescaler di 1.

Se si vuole pilotare due processi indipendenti tra di loro - p. es. generare una frequenza audio con un port di I/O mentre l'ECC-80 elabora "contemporaneamente" un altro programma - conviene usare la tecnica dell'interrupt.

Poniamo di voler generare una frequenza di 100 Hz all'uscita del port PA3: lo possiamo fare predisponendo il Timer a generare un interrupt 200 volte al secondo. Il programma di gestione di interrupt commuterà ogni volta l'uscita PA3 alla quale apparirà appunto la frequenza desiderata, mentre per il resto del tempo l'ECC-65 sarà occupato ad elaborare il programma che vogliamo chiamare "principale" (quello che per l'appunto verrà interrotto 200 volte al secondo).

L'algoritmo relativo alla gestione dell'interrupt potrebbe essere il seguente.

Programma principale:

```
LDA # 8      ;PA3=uscita
STA 080
LDA # 05     ;genera il primo
STA 081F     ;timer-interrupt
CLI
....
....
proseguimento del programma
principale.
....

Routine di interrupt:
PHA          ;salva l'accumulatore
LDA # 05     ;nuovo start del Timer
STA 081F
LDA 0800     ;inverti l'uscita PA3
EOR # 08
STA 0800
PLA
RTI
```

Non occorre "salvare" il registro di stato del processore (con PHP) e nemmeno alterare il "flag" di interrupt della CPU o del Timer: durante l'interrupt queste operazioni vengono eseguite automaticamente.

L'indirizzo 081F è analogo al 0817 con una piccola differenza: il Timer forza la linea di interrupt (IRQ) a livello basso dopo circa 5 ms (5x1024 cicli) che obbliga la CPU a saltare nella routine di servizio dell'interrupt. La linea IRQ rimane a livello basso (rimane attiva fino a quando il Timer riceve l'informazione che l'interrupt è stato accettato dalla CPU: nel nostro caso fino ad una nuova "scrittura" nel registro del Timer.

Nel nostro esempio il Timer viene continuamente ricaricato generando degli interrupt periodici e con ciò una frequenza costante all'uscita PA3 indipendentemente da quello che nel frattempo succede nel programma principale. ∎

Bibliografia

(1) E. De Lorenzo - ECC-65: Computer su singola scheda eurocard con il μP 6504. **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** N. 7/8/1984 pag. 42.

(2) E. De Lorenzo e W. Kanis - Computer 80: (ECC-80) Computer su singola scheda formato eurocard. **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 9/1983 pag. 97.

MC 6809: CPU A 8/16 BIT

"La struttura interna della 6809 ed il suo linguaggio macchina"

III parte - a cura di:
ing. Paolo Bozzola -
Computer job Elettronica - Brescia

In questo articolo parleremo dei registri interni, dei modi di indirizzamento e delle istruzioni più usate della MC6809.

CAPITOLO 1

Con la sempre maggiore diffusione delle CPU a 16 bit, può sembrare obsoleto un discorso su una CPU a "soli" 8 bit: ma chi opera nel campo delle applicazioni industriali del microprocessore sa bene quanto sia valido - in termini di economicità hardware/software e di messa a punto - l'uso di una CPU potente e veloce, anche se con una lunghezza di parola di un byte. La Motorola, con la sua MC 6809 ha creato una CPU ad 8 bit con struttura interna a 16 bit, con una potenza mai vista nel campo degli 8 bit e, allo stesso tempo, facile e veloce da programmare. Tutte queste qualità fanno della 6809 la CPU "top" per l'uso in applicazioni tipicamente industriali e di controllo, e per questo abbiamo deciso di presentarla su Selezione, in modo approfondito nel corso di un anno circa, in modo che tutti i progettisti h/w e s/w possano conoscerla ed imparare facilmente come usarla. L'articolo che segue descrive l'architettura interna della MC6809, in modo che poi sarà chiaro comprendere il significato delle istruzioni ed i modi di indirizzamento permessi. Esamineremo un elenco delle istruzioni più usate e spiegheremo come si comporta "internamente" la 6809 durante la esecuzione delle varie istruzioni con i loro nodi di indirizzamento.

I registri della MC6809

La 6809 ha ben NOVE registri interni, come appare nella *figura 1*.

Notiamo subito cinque registri a 16 bit: due registri "indice", cioè X ed Y, due puntatori di Stack, cioè S ed U, ed il Program Counter, cioè PC. Tutti sono "veri" registri a 16 bit, ed il loro contenuto e tutte le operazioni su di essi possono spaziare l'intero campo degli indirizzi accessibili, da $0000 a $ffff.

Vi sono poi due Accumulatori, detti B ed A. Si possono considerare separati ed indipendenti, ed in tale caso, si vedrà, tutte le istruzioni che valgono per A valgono anche per B (salvo poche eccezioni che fanno A più privilegiato). D'altro canto, la 6809 è costruita in modo tale che l'utente può usare A e B insieme, come se si trattasse di un Accumulatore a 16 bit: la cosa è eccezionalmente efficace, dato che questa possibilità permette operazioni a 16 bit che altre CPU "normali" ad 8 bit non hanno. Nel caso si usino insieme, A e B per convenzione si dice formano un "doppio accumulatore", che si chiama D, e del quale il registro A costituisce la parte più significativa, ed il registro B quella meno significativa.

Vi sono infine altri due registri: l'importantissimo Registro di Stato (Condition Code Register) ed il Registro di Pagina (Direct Page Register). Sono entrambi ad 8 bit, e servono il primo a definire dopo ogni istruzione lo stato interno della CPU, grazie ai suoi 8 bit, ciascuno dei quali ha un ben preciso significato; il secondo permette una più efficace gestione del vecchio concetto di "pagina zero". Si sa che le istruzioni in pagina zero, tipiche di 6800 e 6502, sono in qualche modo privilegiate perchè più brevi: ora, il registro di pagina, detto DP, non fa altro che memorizzare la pagina, fra le 256 ammissibili, su cui si sta lavorando, ed in tale modo è possibile simulare la pagina zero in una zona qualsiasi della memoria. Infatti l'indirizzo effettivo sarà calcolato eseguendo DP + istruzione in pagina diretta.

Dall'esame dei registri interni risulta immediatamente che la 6809 deve essere molto, molto comoda da usare, poichè i registri sono tanti, e molti di essi (in pratica i più usati) sono a 16 bit: ed infatti così è, soprattutto per il fatto fondamentale che la Motorola ha voluto creare un set di istruzioni il più uniforme possibile, in modo da non avere registri di simili caratteristiche ma con troppe differenze in termini di usabilità. X, Y, U ed S, ad esempio, possono essere usati sia come puntatori, sia come indici, sia come offset, e così via in una gamma interminabile di possibilità; anche A e B possono avere la funzione non solo di Accumulatori, ma anche di puntatori e di offset per molte utili istruzioni. Vediamo allora una descrizione più approfondita delle caratteristiche di ogni registro, prima di passare alla lista delle istruzioni Assembly della 6809.

I due Accumulatori A e B, dunque, sono praticamente identici. In un certo qual modo A è privilegiato, dato che solo per A valgono certe istruzioni dell'aritmetica BCD (la DAA). Solo per B esiste l'istruzione ABX, che aggiunge B al registro X, con B che va ad incrementare la parte di 8 bit meno significativa di X. La vera potenza di A e B sta nel fatto che possono essere usati insieme, in un unico Accumulatore a 16 bit, cioè D. In tale caso la 6809 ha speciali istruzioni di Accumulatore a 16 bit: store, load, add, subtract e compare hanno forme valide anche per i 16 bit di D.

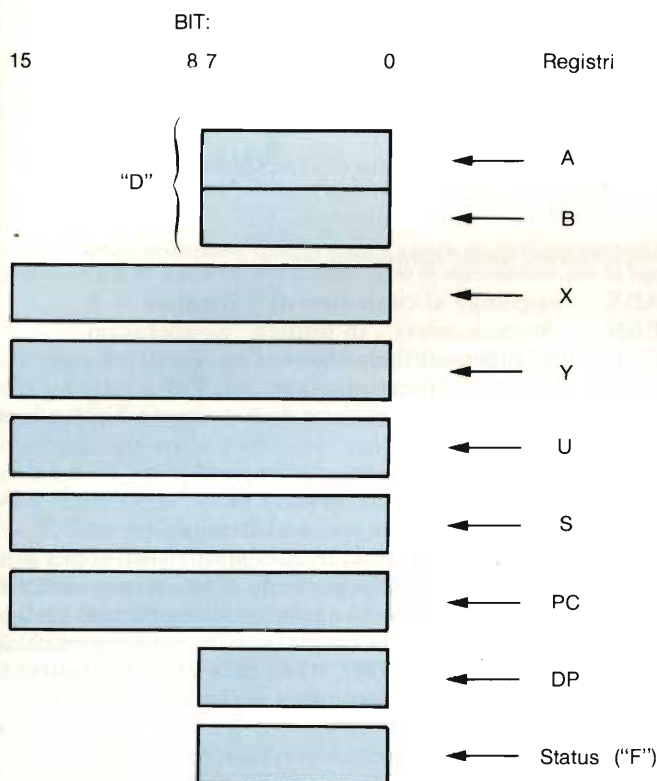



Fig. 1 - Diagramma dei registri interni della 6809.

Ovviamente, la cosa è enormemente comoda.

I registri X ed Y sono tipici registri indice, quali ne troviamo sempre in ogni CPU. Sono però anch'essi a 16 bit, e sono di versatile manipolazione perchè possono essere usati in moltissime istruzioni (increment/decrement, compare, load, store) e, spaziando tutti i 64K della memoria, rendono banalmente facili tutti i problemini di spostamento di tavole etc. Anche U ed S sono due registri a 16 bit, dei quali il primo è uno Stack Pointer riservato all'uso dell'utente, mentre il secondo è controllato dalla CPU stessa. Una volta inizializzati (sono a 16 bit e quindi l'inizio dello Stack può essere predisposto ove si vuole in memoria), sono gestiti il primo direttamente dall'utente, il secondo dalla CPU dopo ogni istruzione che implichi un salvataggio (o viceversa) nello stack. Ricordo che lo Stack è una zona di memoria RAM scelta a piacere dall'utente (compatibilmente con la mappa di memoria del sistema usato) ove la CPU memorizza gli indirizzi di ritorno prima di eseguire una Subroutine, oppure memorizza i registri dopo un Interrupt, e così via. Una fantastica possibilità sia di U che di S è quella di mettere a disposizione dell'utente un gran numero di potentissime istruzioni per manipolare lo stack, e così, con la 6809, diviene eccezionalmente facile mettere a punto programmi che lavorino in multi-task o time-sharing, con routine ricursive o rientranti.

Il Program Counter è un tipico registro contatore di istruzioni, il cui compito è quello di tenere il conto della istruzione che, nel programma, si è arrivati ad eseguire. Il fatto importante è però che anch'esso può essere usato in numerose istruzioni di manipolazione.

Il registro di stato, con i suoi 8 bit, spiega istante per istante qual'è la situazione interna della CPU. Vediamo il significato degli 8 bit, partendo dal meno significativo (D0).

— D0 è il flag di Carry (riporto). È influenzato da operazioni di Shift o aritmetiche in genere. Va sempre azzerato per precauzione prima di ogni operazione di somma/sottrazione che ne faccia uso, a meno che esso non sia il riporto di una analoga operazione su una parte meno significativa di un numero multi-byte.

— D1 è il flag di Overflow, ed è un overflow standard della aritmetica binaria, e va ad 1 logico se e solo se, dopo una operazione aritmetica, il risultato che si ottiene è troppo grande per poter essere correttamente rappresentato in quel registro.

— D2 è il flag di Zero, e va ad 1 logico solo e solo se l'operazione appena eseguita produce un risultato di zero (es.: LDA # 0, LDY # 0000, etc.).

— D3 è il flag di Negative, e va ad 1 logico se e solo se il bit più significativo del risultato della operazione è a 1 (il che, in aritmetica binaria con complemento a 2, vorrebbe identificare un numero negativo).

— D4 è il flag di "Maschera dell'Interrupt (IRQ)". Se è ad uno logico, viene inibita la risposta della CPU ad una richiesta di interruzione sul piedino di IRQ.

— D5 è il flag di "Half Carry", un flag usato in aritmetica BCD dalla stessa CPU (istruzione DAA, cioè "Decimal Adjust Accumulator A"), per convertire da esadecimale in BCD il valore nell'Accumulatore A.

— D6 è il flag di "Maschera del Fast Interrupt (FIRQ)". Se è ad 1 logico, viene inibita la risposta della CPU ad una richiesta di interruzione sul suo piedino FIRQ. Si noti che la differenza (vedremo poi) fra IRQ e FIRQ è che, dopo un IRQ la CPU salva nello Stack TUTTI i registri, mentre dopo un FIRQ nello stack vengono salvati solo lo stato ed il Program Counter, e quindi la risposta ad un FIRQ è molto più veloce.

— D7, infine, è un flag usato dalla stessa CPU per ricordarsi se, dopo la richiesta di interruzione, aveva salvato nello Stack tutti i registri (flag ad 1, in tale caso), o solo PC e CC. È così possibile sapere se l'interrupt era un IRQ oppure un FIRQ.

Le istruzioni più usate

Vediamo ora un sintetico elenco delle istruzioni della 6809, distinte in istruzioni molto usate, poco usate, pochissimo usate.

— *istruzioni usate moltissimo* —

ADC somma in Accumulatore, con riporto

ADD somma in Accumulatore, senza riporto
AND esegue AND logico
ASL shift aritmetico a sinistra
BCC branch (salto relativo) se Carry = 0
BCS branch (salto relativo) se Carry = 1
BEQ branch (salto relativo) se Zero = 1
BMI branch (salto relativo) se Negative = 1
BNE branch (salto relativo) se Zero = 0
BPL branch (salto relativo) se Negative = 0
BRA salto relativo obbligatorio (branch always)
BSR salto relativo ad una subroutine
CLR azzera (acc./memoria)
CMP confronta (acc./indice)
DEC decrementa di 1 (acc./memoria)
INC incrementa di 1 (acc./memoria)
JSR salto a subroutine (assoluto)
LD caricamento in un registro (A, B, etc.)
LSR shift logico a destra
PSH salvataggio (d'un registro) nello Stack
PUL riprende (un registro) dallo Stack
ROL rotazione (a sinistra)
ROR rotazione (a destra)
RTS ritorno da una subroutine (ultima istruzione della subroutine)
ST memorizza ("store")
SUB sottrae (dall'accumulatore)

— istruzioni usate mediamente —

ANDCC usata per resettare bit del registro di stato (si usa una maschera)
ASR shift aritmetico a destra
BGE branch se il risultato è > o =
BGT branch se il risultato è >
BHI branch se il risultato è >(non tiene conto del segno)
BIT test fra acc. ed un valore (non distrugge l'acc.)
BLE branch se il risultato è < o =
BLS branch se il risultato è < o = (non tiene conto del segno)
BLT branch se il risultato è <
COM complementa a 1 (acc./memoria)
DAA trasforma il contenuto dell'Acc. A da binario in BCD
EOR OR logico esclusivo
EXG scambio fra registri della CPU (solo se di eguale lunghezza)
JMP salto obbligatorio assoluto
LEA calcolo dell'indirizzo effettivo
MUL moltiplicazione (senza segno) a 16 bit
NEG complemento a 2 (acc./mem.)
NOP nessuna operazione
OR OR logico
ORCC si usa per settare flag nel registro di stato
RTI ritorno da una routine di interrupt
SWI software interrupt ("break" o "stop")
TFR copia in un registro interno il contenuto di un altro registro
TST test del contenuto di Acc./Mem.

— istruzioni usate raramente —

ABX aggiunge al contenuto di X il valore in B
BRN "branch never", in pratica "no-operation"
BVC branch (salto relativo) se flag V = 0
BVS branch (salto relativo) se flag V = 1
CWAI resetta i bit del registro di stato e quindi attende un interrupt
SBC sottrazione con riporto (borrow)
SEX estensione del segno ai 16 bit
SYNC sincronizzazione con un interrupt

Si tenga conto che i nomi in Assembly listati sopra sono "incompleti", nel senso che per molti di essi il nome definitivo della istruzione si otterrà aggiungendo opportuni prefissi o suffissi che specificano i registri usati o altri particolari (es.: ST diventa STA, STD, STB, STY etc.; ADD diventa ADDA, ADDB, ADDD secondo il registro utilizzato).

I modi di indirizzamento della MC6809

Le istruzioni viste sopra, la cui forma ("spelling") è in linguaggio Assembly della 6809, dicono in pratica alla CPU

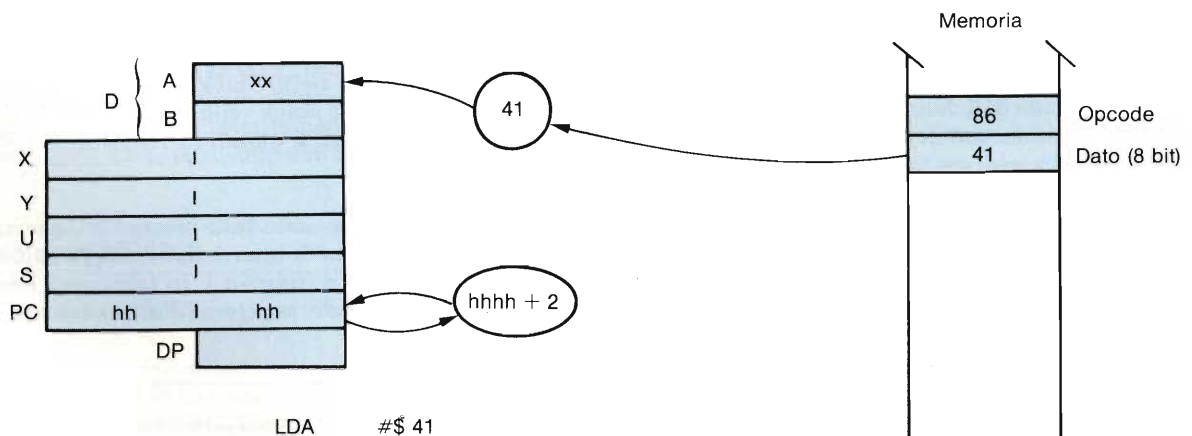



Fig. 2 - Modo immediato: procedimento dell'esecuzione dell'istruzione. Questa è un caricamento in Accumulatore (LDA) di un valore a 8 bit: $41. In memoria, tale valore è specificato subito dopo il Codice Operativo stesso. Dopo l'esecuzione, $41 si troverà nell'Accumulatore A, ed il PC è incrementato di 2, pronto a puntare al Codice Operativo della successiva istruzione del programma.

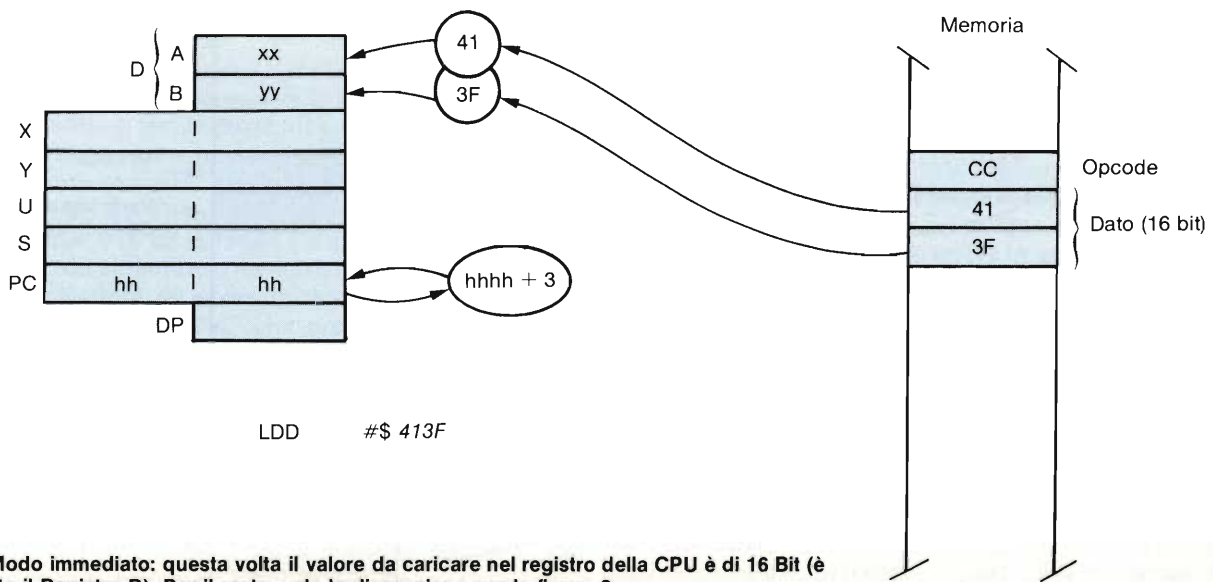



Fig. 3 - Modo immediato: questa volta il valore da caricare nel registro della CPU è di 16 Bit (è interessato il Registro D). Per il resto, vale la discussione per la figura 2.

che cosa deve eseguire, usando quali dei registri interni, e su che locazione (indirizzo) della mappa di memoria agire. Come si è già esaminato in precedenza, in una istruzione di microprocessore la parte che "spiega" il tipo di istruzione si chiama "Codice Operativo", mentre la parte che segue si dice "Operando", ed è l'argomento stesso del Codice Operativo. È l'operando che determina, quando ve ne sia bisogno, l'indirizzo su cui operare. D'altra parte, come opererà la CPU su questo indirizzo? Ovviamente il "modo" è spiegato dal Codice Operativo stesso, ed ecco il termine "Modo di Indirizzamento".

In parole povere, dunque, il "Modo di Indirizzamento" è la maniera con cui la CPU eseguirà l'operazione sull'indirizzo specificato.

Per la 6809 esistono diversissimi (e potenti) modi di indirizzamento.
Vediamo quali sono:

A) modi che non "toccano" in ogni caso la memoria:

1) modo "Registro": nella esecuzione della istruzione sono coinvolti soltanto registri della CPU. Esempi: scambi di contenuto fra registri, incrementi, decrementi etc.

2) modo "Inerente": lo stesso codice operativo spiega come deve comportarsi l'hardware interno alla CPU. Esempi: Halt, No-operation, etc.

B) modi che in ogni caso coinvolgono la memoria:

1) indirizzamento "Immediato": il valore che deve essere caricato nel registro si trova in memoria (nella stessa memoria ove c'è il programma) all'indirizzo immediatamente successivo a quello che contiene il Codice Operativo stesso.

2) indirizzamento "Diretto": il valore che deve essere caricato nel registro si trova in memoria (in una parte destinata propriamente ai dati) all'indirizzo che risulta definito così: la parte di 8 bit meno significativi è specificata subito dopo il Codice Operativo, e la parte di 8 bit più significativi (cioè la pagina) è nel registro "DP". Nel caso DP contenga $00, ovviamente il discorso è identico all'indirizzamento in pagina zero (es.: 6502).

3) modo "Indicizzato": l'indirizzo del dato su cui operare in memoria è ottenuto sommando un eventuale costante (in tale caso specificata subito dopo il Codice Operativo) al contenuto (16 bit) di un registro indice (X, Y, U, S).

4) modo "Indiretto": l'indirizzo su cui si opera è quello NON del dato, ma di una locazione di memoria che a sua volta contiene il vero indirizzo che punta al dato.

5) modo "Relativo": usatissimo dopo operazioni di test indica dove deve proseguire l'esecuzione del programma, specificando tale luogo in termini "più indietro/più avanti" con un certo offset (specificato dopo il codice operativo). È utilissimo per non vincolare il programma ad una determinata posizione in memoria (codice indipendente dalla posizione). La 6809 ha istruzioni potentissime che sfruttano il modo relativo, per cui è facile scrivere programmi indipendenti dalla posizione, ovverossia che girano in una qualunque parte della memoria del computer.

Vediamo ora una descrizione più particolareggiata dei modi di indirizzamento "che usano la memoria" (la parte B di prima). Per la 6809, si potrebbe stendere il seguente elenco:

1) modo immediato
2) modo diretto che usa il registro DP
3) modo diretto esteso ("assoluto")
4) modo indiretto esteso
5) modo indicizzato, con offset costante rispetto ad un registro-base
6) come sopra, ma anche indiretto
7) modo indicizzato con l'offset descritto da un Accumulatore
8) come sopra, ma anche indiretto
9) modo indicizzato con incremento/decremento automatico del registro usato come indice
10) come sopra, ma anche indiretto
11) relativo (branch) dopo test.

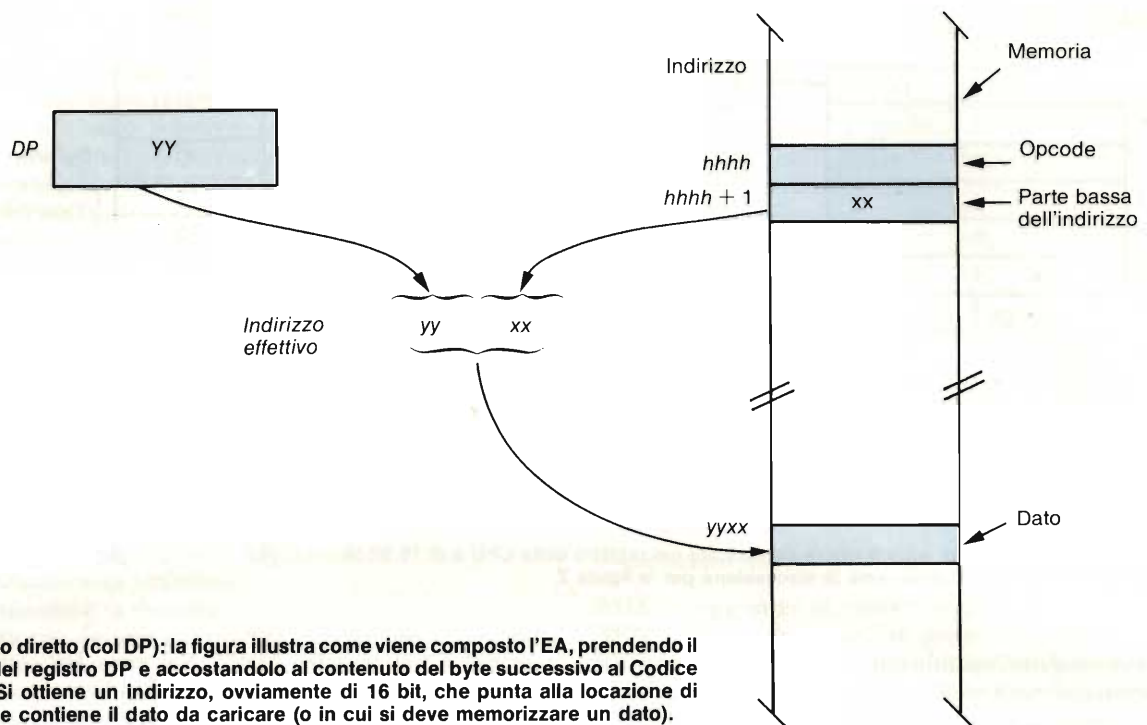



Fig. 4 - Modo diretto (col DP): la figura illustra come viene composto l'EA, prendendo il contenuto del registro DP e accostandolo al contenuto del byte successivo al Codice Operativo. Si ottiene un indirizzo, ovviamente di 16 bit, che punta alla locazione di memoria che contiene il dato da caricare (o in cui si deve memorizzare un dato).

Indirizzo effettivo

Prima di iniziare la serie degli esempi destinata a spiegare ogni modo di indirizzamento, è bene definire ciò che si intende per "indirizzo effettivo", ovverossia "effective address" (EA). Ebbene, l'EA è l'indirizzo che si ottiene alla fine di tutte le operazioni implicate dalla scelta del modo di indirizzamento: in quest'indirizzo, finalmente, la CPU trova il dato da manipolare o memorizza un risultato. Esempio: se si ha una istruzione del tipo "LDA [$2000], significa (è un indirizzamento indiretto assoluto) che in $2000 ed in $2001 vi è un indirizzo di 16 bit che sarà quello della vera cella di memoria ove prendere il dato da caricare in A. Se in $2000 e $2001 troveremo, ad esempio, $4321, ebbene quest'ultimo indirizzo, cioè $4321 è il nostro EA. In pratica, un modo di indirizzamento differisce da un altro solo per come viene calcolato l'EA: per cui, nella discussione che segue, si metterà in particolare evidenza tale procedimento.

DESCRIZIONE DEI MODI DI INDIRIZZAMENTO

1) Modo inerente

Il Codice Operativo già spiega alla CPU che cosa deve fare, senza che la memoria sia in alcun modo toccata. Esempi: MUL, ABX, DAA, RTI, RTS, SYNC, NOP etc.

2) Modo registro

In questo modo di indirizzamento, il Codice Operativo è seguito da un byte che specifica interamente quali dei registri interni alla CPU sono coinvolti dall'operazione (istruzioni di scambio o ricopiatura). Altre istruzioni, invece, richiedono il solo Codice Operativo, che già spiega completamente il registro da usare. È il caso di INC, DEC, ASR, ASL etc. Ovviamente anche il modo Registro non tocca la memoria in alcun modo.

3) Modo immediato

La *figura 2* mostra l'esecuzione del modo immediato. Questo modo è tale per cui il valore su cui la CPU deve operare è immediatamente posto in memoria dopo lo stesso Codice Operativo, per cui l'EA è in pratica l'indirizzo del Codice Operativo stesso+1. Se il valore immediato è di 8 bit, l'istruzione è formata da due byte, ed al termine dell'esecuzione il Program Counter (PC) è incrementato di 2, ed il registro contiene il nuovo valore. Se l'operazione riguarda valori di 16 bit, la *figura 3* mostra che questa volta i byte dell'istruzione sono 3, ed il valore segue immediatamente il Codice Operativo nei due byte successivi. Si noti come prima viene la parte più significativa, e poi la parte meno significativa (il contrario della 6502). Al termine, il PC è incrementato di 3, ed il valore si trova nel registro specificato. Ovviamente il modo immediato a 16 bit vale solo per i registri a 16 bit (X, Y, U, S e D).

Codici Operativi di due byte

La 6809 ha talmente tante istruzioni - se si contano tutte le forme in tutti i modi di indirizzamento ammessi - che un valore di 8 bit per il Codice Operativo non basta, per cui moltissime istruzioni hanno il Codice Operativo formato da 2 byte, dei quali il primo tipicamente è un $10 oppure $11. Nel seguito delle nostre esemplificazioni, tale fatto sarà sottinteso, nel senso che il Programmatore sarà tenuto a sapere che, nei casi di doppio Codice Operativo, alla fine della istruzione il PC sarà incrementato di 1 in più rispetto alle forme con un solo Codice Operativo nello stesso Modo di Indirizzamento.

4) Modo in pagina diretta

In questo Modo, come risulta dalla *figura 4*, il l'EA è ottenuto riunendo la parte bassa dello stesso, descritta dopo il Codice Operativo, con la parte alta, contenuta invece nel registro DP (che ovviamente deve essere stato in precedenza opportunamente caricato, con istruzioni del tipo: LDA # PAGVALUE, TFR A,DP). L'indirizzo effettivo finale che si ottiene è dunque a 16 bit (8+8) ed è a questo EA che la CPU prende il dato da elaborare o memorizza un dato che è in un suo registro. Esempi di istruzioni sono: STA <$32, LDY <$20. Si noti il simbolo "<" che precede la parte bassa dell'indirizzo: nella sintassi dell'Assembler Motorola esso indica che l'Effective Address va calcolato tenendo conto, per la parte alta, del valore appunto incluso in DP. È ovvio che, una volta calcolato l'EA, se il registro interessato è di 8 bit all'indirizzo EA verrà preso (o memorizzato) un valore di 8 bit; se il registro è a 16 bit, il valore interessato si troverà all'indirizzo EA ed al successivo EA+1. In ogni caso, dopo l'esecuzione dell'istruzione, il PC è incrementato di 2. La *figura 5* mostra l'esecuzione della istruzione.

5) Modo assoluto (diretto esteso)

Tale modo è in pratica identico a quello diretto che usa il DP, con la differenza sostanziale, però, che la parte alta dell'EA non è da prendersi da DP, ma è specificata anch'essa dopo il Codice Operativo. In pratica quindi l'istruzione ha almeno tre byte: il Codice Operativo e altri due byte che definiscono l'EA di 16 bit. La CPU acquisisce tale EA e va ad operare sulla locazione (8 o 16 bit) a quell'indirizzo. Esempio: LDB $1234, LDY $AF3B (cioè: carica in B il dato di 8 bit che si trova all'indirizzo $1234, oppure carica in Y il dato di 6 bit che è all'indirizzo $AF3B).

6) Modo assoluto indiretto (indiretto esteso)

Tale modo si riconduce ovviamente a quello visto prima, con la basilare differenza (si veda la *figura 6*) che l'EA non è quello descritto dopo il Codice Operativo, bensì quello che si trova nelle celle di memoria che sono all'indirizzo descritto dopo il Codice Operativo. Se l'istruzione, per esempio, è un "LDB [$2000]", essa significa: "carica in B il dato che trovi all'indirizzo (effettivo) che a sua volta è specificato nelle locazioni $2000 e $2001 (contigue!)". Si nota come il calcolo dell'EA necessiti di un passaggio in più, ed il lettore può chiedersi a che cosa serva tale "rimando". Ecco allora un esempio chiarificatore: si abbia una routine che è chiamata spesso nel corso di un programma. Questa routine prende un dato, ad esempio di 8 bit, e lo scrive in un Port di uscita. Se il dato da leggere può apparire in varie posizioni della memoria e pure l'indirizzo del Port può variare, ecco che è necessario usare il modo indiretto, con la routine che diventa:

```
LDA [$2000]
STA [$2002]
RTS
```

Si ha: "prendi il dato all'indirizzo specificato nelle due celle $2000 e $2001, e mettilo all'indirizzo a sua volta specificato alle celle $2002 e $2003". Se il programma che chiama tale routine ha cura di preparare opportunamente le due "Basi" (così si chiamano le celle che contengono un indirizzo per il modo indiretto), basterà questa sola routine a eseguire il trasferimento, indipendentemente dalla diversità degli indirizzi effettivi del dato e del Port.

Un'istruzione in modo indiretto è distinta dal suo equivalente diretto per un byte che va messo dopo il codice operativo: tale byte è definito "post-byte" e sarà descritto più approfonditamente nel successivo articolo della serie, parlando del modo indicizzato. Si noti che - a tutti gli effetti - con la 6809 il caso "indiretto" è un caso particolare del modo indicizzato-indiretto: da questo consegue che il Codice Operativo da usare va desunto dalla colonna dei Codici Operativi per il modo indicizzato. Ad esempio, una LDA $1234 (esteso diretto) è tradotta in $B6 $12 $34, mentre per la sua versione indiretta, cioè la LDA [$1234], si deve cercare il Codice Operativo per il modo indicizzato (generico), cioè $A6, facendolo seguire dal post-byte $9F. In tale modo l'istruzione diviene $A6 $9F $12 $34. È chiaro che i codici operativi già composti da due byte diventano quindi Codici Operativi di tre byte.

Usi più comuni dei modi:

- *inerente, registro, immediato, diretto.*

Fig. 5 - Qui è illustrata "dinamicamente" l'evoluzione di una istruzione in modo diretto. Si noti, dunque, che basta specificare solo $41 (parte bassa) mentre $4A (parte alta) è nel DP. L'EA ottenuto è $4A41, e a quest'indirizzo si trova $3F, che finalmente viene caricato nell'accumulatore B.

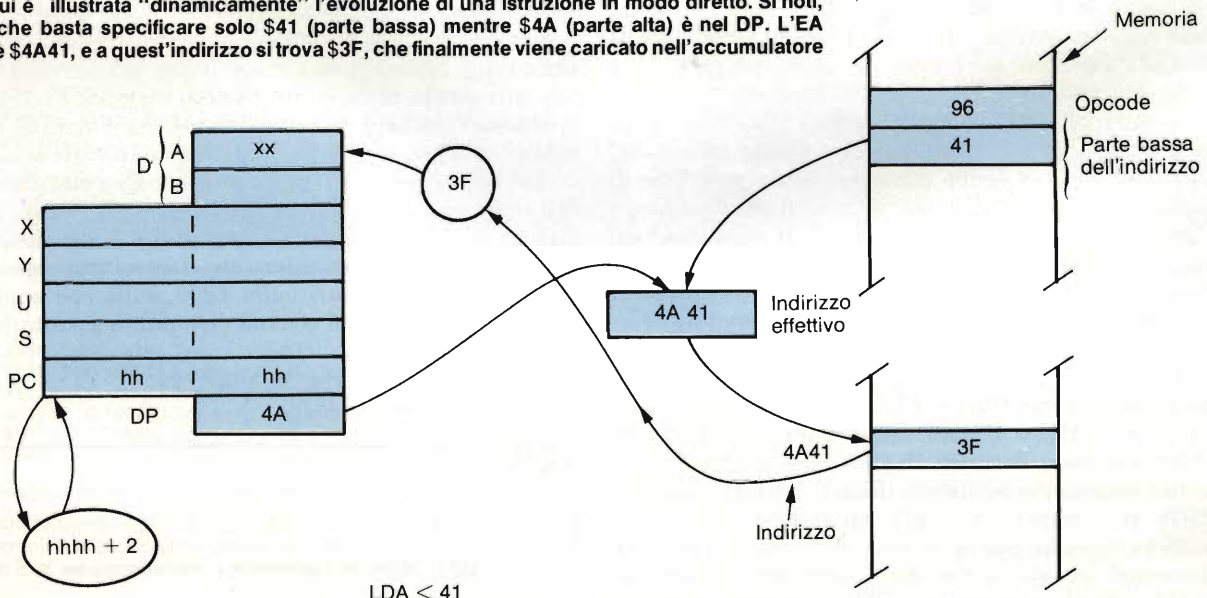
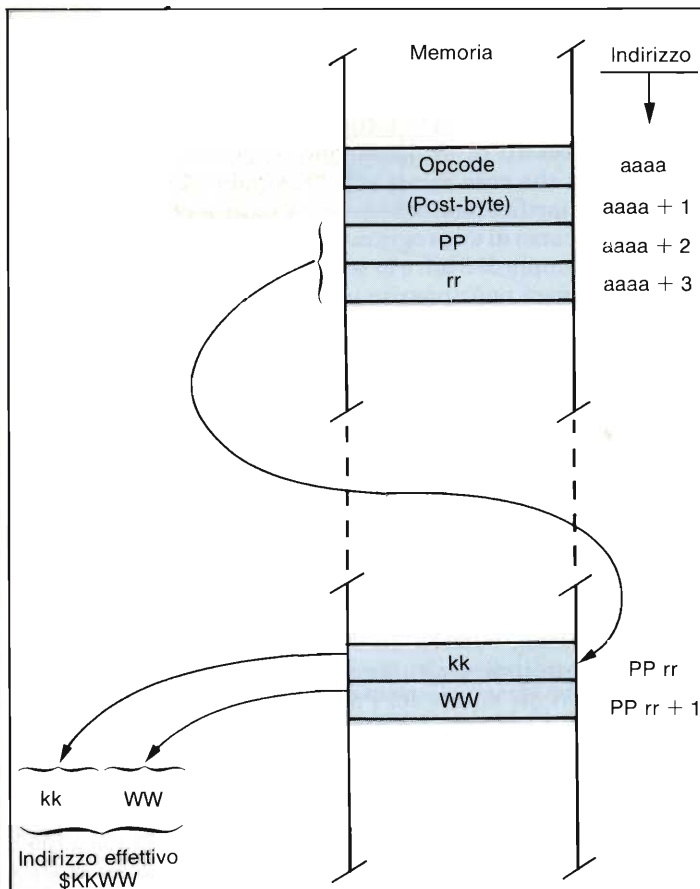



Fig. 6 - La figura mostra il meccanismo dell'indirizzamento indiretto. Si noti come l'EA ha un calcolo che richiede un passaggio in più, dato che è a sua volta contenuto in una coppia di celle, la prima delle quali si trova all'indirizzo specificato come operando dell'istruzione. Ovvero: dopo il Codice Operativo viene l'indicazione di un indirizzo, che è l'indirizzo ove NON troveremo il dato, bensì un indirizzo (l'EA) che finalmente punta al dato.

Il modo inerente riguarda istruzioni come ABX, DAA, CWAI, MUL, NOP, RTI, RTS, SEX, SWI. Come si vede, sono tutte istruzioni che hanno un loro proprio significato "completo". Non vi è quindi un vero e proprio punto giusto per usarle: si usano quando servono e basta!

Il modo registro, invece, riguarda praticamente tutte le istruzioni che agiscono sui registri interni della CPU alterandoli, scambiandoli fra loro o ricopiando l'uno nell'altro. Spesso, comunque, non si fa differenza alcuna fra modo inerente e modo registro. Quando usare queste istruzioni? Ovviamente qualora si debba effettuare una operazione di modifica su un registro. INC e DEC sono usatissime in loop e riguardano il contatore di quel loop; uno shift a sinistra ha il risultato di moltiplicare per due il contenuto del registro, mentre uno shift a destra lo divide per due; CLR ha l'identico effetto di un LD del registro con il valore immediato $00; COM, NEG si usano molto quando si eseguono dei conti binari. Ma le due istruzioni senz'altro più usate nel modo inerente/registro sono PSH e PUL: la prima salva nello Stack (U o S: PSHU o PSHS), aggiornando il registro di stack, tutti i registri descritti in una lista contenuta nel "post-byte"; la seconda li ripesca (PULU o PULS), sempre riaggiornando il registro di stack. Quando descriveremo, nell'apposito capitolo, tali istruzioni, vedremo che sono oltremodo comode per salvare momentaneamente i contenuti di uno o più registri: si eseguono quindi le varie operazioni di una routine con calma, e poi si riprendono con la massima comodità i registri salvati prima, che così non sono stati alterati dalla routine usata.

Il modo immediato è usatissimo in fase di inizializzazione in un programma, quando si debbano mettere opportuni valori in certe locazioni. Ecco allora che di solito si avrà una serie di istruzioni siffatte:

```
LDA # VAL1
STA LOC1
LDA # VAL2
STA LOC2
...
```

Si noti l'uso dei simboli (etichette), come spiegato nello scorso articolo. In ogni caso, il modo immediato si usa quando bisogna caricare un ben preciso valore in un registro prima di una operazione, valore che altrimenti non è recuperabile altrove in memoria.

Il modo diretto risulta utile per risparmiare tempo di esecuzione e spazio nella memoria di programma, ad esempio proprio in un caso come quello visto prima. Si sarà infatti notato che dopo ogni istruzione in modo immediato c'era una istruzione in modo esteso diretto. Ora, se tutti gli indirizzi usati sono, ad esempio, in una stessa pagina, risulta più intelligente la seguente stesura:

```
LDA # PAGEVAL; numero della pagina comune a tutti gli indirizzi da inizializzare
TFR A,DP; ho inizializzato il DP!
LDA # Val1
STA < Loc1
LDA # Val2
STA < Loc2
...
```

Si veda come ogni indirizzo specificato sia espresso in modo diretto: in memoria verrà messo solo il byte meno significativo dell'indirizzo, perchè quello più significativo verrà ogni volta preso dal DP.

Conclusioni

Termina qui il secondo articolo della serie 6809. Per ragioni di spazio abbiamo deciso di scinderlo in due parti dato che i modi di indirizzamento della 6809 sono tanti e meritano comunque una descrizione non certo affrettata, anche perchè capirli bene è indispensabile per non dover affrontare con seri dubbi tutte le discussioni successive. Dunque, la prossima volta termineremo il discorso sui modi di indirizzamento, spiegando il modo indicizzato in tutte le sue forme dirette ed indirette, ed il modo relativo. Rispetto al sommario delineato nell'articolo introduttivo, quindi, risulta una puntata in più, ma ne valeva la pena. Nel frattempo, come al solito, si invitano tutti coloro che necessitino urgentemente di maggiori particolari sulla 6809, sulle sue applicazioni industriali e non, e sui sistemi disponibili a contattare l'Autore:

Ing. Paolo Bozzola, Via Molinari, 20
25124 Brescia (030/54878).

Bibliografia

1) Ing. P. Bozzola - *MC6809: CPU a 8/16 bit - Programmazione in linguaggio Assembly ed esempi di applicazioni - Introduzione* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** N. 5/6-1984.

MULTIMETRI DIGITALI

L'esecuzione compatta e il moderno design favoriscono una efficace maneggevolezza di questa nuova serie di strumenti ad alta precisione.
L'uso è facilitato dalla particolare disposizione dei selettori delle funzioni a pulsante e del commutatore centrale rotativo.
Grazie agli LCD e ad un nuovo convertitore analogico/digitale e consumo ridottissimo, gli strumenti hanno una lunga autonomia d'esercizio.
Polarità automatica. Segnalazione luminosa BAT se l'autonomia è inferiore a 5 ore.
Temperatura di funzionamento: 0÷50°C - Dimensioni: 188x86x50 - Peso: 0,4 kg

TM/0522-00

MX 522

- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,5%
- 6 funzioni - 22 portate
- Impedenza d'ingresso: 2 MΩ (c.c./c.a.)
- Autonomia: 1500 ore

TM/0562-00

MX 562

- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,2%
- 6 funzioni - 25 portate
- Impedenza d'ingresso: 10 MΩ (c.c./c.a.)
- Autonomia: 2000 ore

TM/0563-00

MX 563

- Display: 3½ cifre a cristalli liquidi (2000 punti)
- Altezza della cifra: 12,7 mm
- Precisione: 0,1%
- 9 funzioni - 32 portate
- Misura delle temperature: −20 +1200°C con sonda a termocoppia - Risoluzione: 1°C
- Misura in dB: −20 +40 dB
- Risoluzione: 0,1 dB
- Autonomia: 1000 ore

TM/0575-00

MX 575

- Display: 4½ cifre a cristalli liquidi (20.000 punti)
- Altezza della cifra: 10 mm
- Precisione: 0,05%
- 7 funzioni - 24 portate
- Frequenzimetro su due gamme: 10 kHz e 50 kHz
- Autonomia: 150 ore

ACCESSORI

TM/1030-02 HA794 Sonda HT 30 kV c.c.
TM/1030-00 HT207 Sonda HT 30 kV c.c. (Per MX522)
TM/1200-00 HA1159 Sonda di temperatura −50°C ÷ +150°C
TM/1210-00 HK200 Sonda di temperatura −25°C ÷ +350°C
TM/1220-00 HK202 Sonda di temperatura −20°C ÷ + 1100°C (Per MX563)

TM/1100-00 AM10 Pinza amperometrica 200 A (apertura 15x11 mm)
TM/1110-00 AM15 Pinza amperometrica 1000 A (apertura Ø 50 mm)
TM/1150-00 HA303 SHUNT c.c. 30 mV - 30 A
TM/1160-00 HA300 SHUNT c.c. 30 mV -
TM/1300-00 HA902 Sonda (Filtro TV)
TM/1400-00 AE182 Borsa di trasporto

DISTRIBUITI DALLA

Per informazioni indicare **Rif. P 10** sul tagliando

S 1531

AMPLIFICATORE b.f. ALIMENTATO CON 1 V

Il c.i. S 1531 è un amplificatore operazionale particolare che si presta ad essere utilizzato come amplificatore b.f. per piccole potenze (100 mW). La caratteristica principale è quella di poter essere alimentato con una tensione di appena 1 V.

ing. Michele Lenz, Siemens S.p.A.

La "vita interna" abbastanza complessa di questo nuovo amplificatore b.f., per motivi di spazio, dobbiamo raccontarla ricorrendo ad uno schema a blocchi semplificativo (*figura 1*). Non possiamo però fare a meno di indicare in questo schema, i circuiti che si trovano a ridosso immediato dei terminali di uscita, e questo per comprendere meglio la strutturazione che si è dovuto dare ai circuiti e ai componenti esterni di questo integrato.

Il segnale da amplificare dovrà essere applicato tramite un condensatore di accoppiamento al terminale 5. L'amplificatore differenziale d'ingresso (V1), controreazionato in modo da avere un guadagno di 20 dB, applica il suo segnale d'uscita, previo passaggio attraverso un filtro passa-basso (TP) che provvede a limitare la banda passante, ad un secondo amplificatore differenziale (V2). I terminali 6 e 8, normalmente vengono collegati a massa tramite condensatori da 1 μF, e questo fa sì che le uscite dell'amplificatore V2 vengano regolate in continua rispetto all'ingresso. Questo accorgimento permette di stabilizzare la corrente di riposo dei due "booster di corrente", che seguono, i quali forniscono un'amplificazione di corrente pari a 4000. Particolari circuiti ausiliari provvedono ad impedire fenomeni di saturazione e a stabilizzare il punto di lavoro dell'amplificatore differenziale V2 in maniera che esso possa applicare un segnale di pilotaggio corretto ai due "booster di corrente" i cui transistori NPN d'uscita lavorano in classe B, con correnti aggirantesi sui 250 mA.

Due reti di controreazione simmetriche (con 20 dB) che collegano le uscite dei due booster di corrente ai rispettivi ingressi di V2, forniscono un'amplificazione complessiva di 40 dB. Altri dati relativi a questo integrato si possono leggere sulla tabella 1. Le due semionde del segnale d'uscita (funzionamento in classe B) vengono sommate, in questa particolare applicazione, nella bobina mobile dell'altoparlante, la cui presa centrale viene collegata al + Vs (*figura 2*).

Un condensatore, collegato tra i due terminali d'uscita (e cioè tra 2 e 4), e pertanto ai capi del carico s'incarica di "svettare" i picchi del funzionamento in classe B, perfezionando in questo modo il funzionamento dei due booster di corrente.

L'applicazione di una tensione continua sul terminale 7 (di tacitazione o muting) permette di mettere in funzione l'amplificatore solo quando lo si desidera: in condizione di stand-by (terminale 7 = basso), l'integrato assorbe infatti solo qualche μA.

Applicazioni dell'amplificatore S 1531

Questo integrato si presta a tutte le applicazioni b.f. standard, oltre naturalmente a costituire la sezione b.f. di

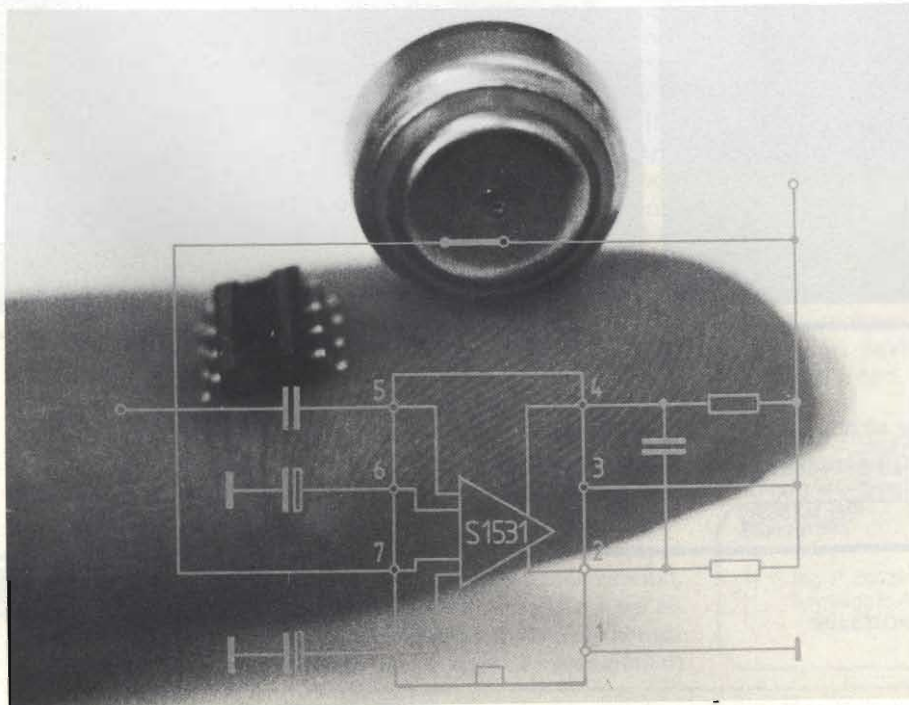
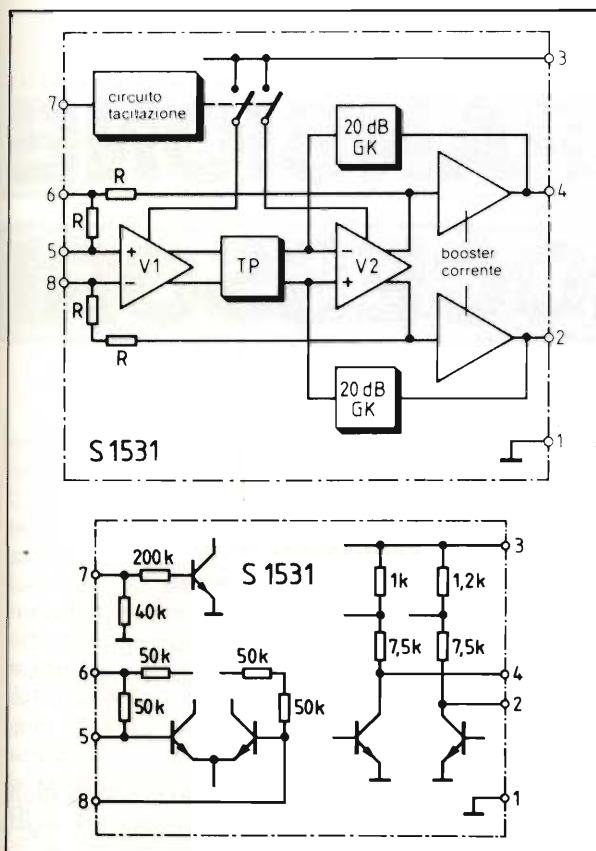



Fig. 1 - Schema a blocchi e struttura dei circuiti a ridosso dei terminali d'uscita nell'amplificatore b.f. integrato S 1531, prodotto dalla Siemens.

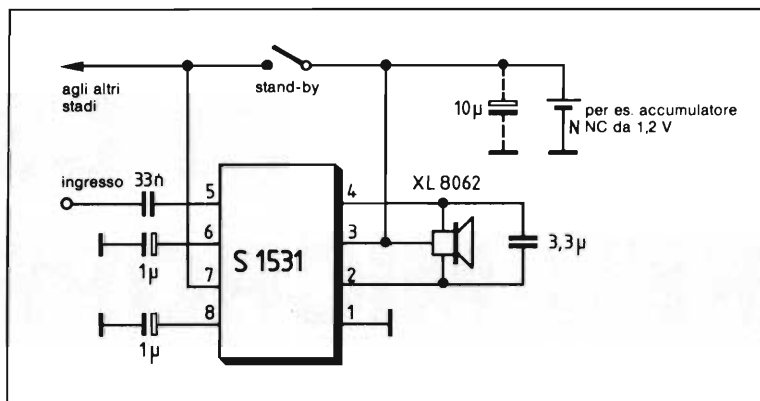



Fig. 2 - Esempio di applicazione dell'integrato S 1531.

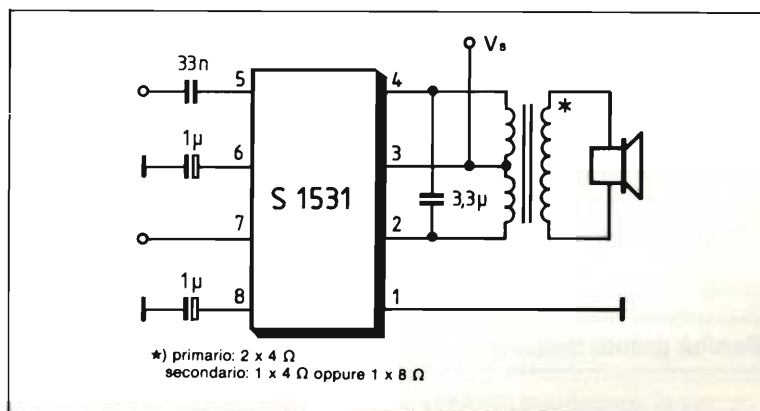



Fig. 3 - Sostituzione dell'altoparlante con presa centrale con un trasformatore con primario con presa centrale. Il rendimento è leggermente inferiore ma la soluzione è più economica e fattibile.

un radioricevitore miniatura. Come già accennato, gli ingressi 6 e 8 devono essere bloccati tramite due condensatori da 1 μF ciascuno. Il segnale d'ingresso va applicato al terminale 5. Il condensatore collegato in parallelo all'altoparlante possiede una capacità relativamente elevata dato che deve adattarsi all'impedenza dell'altoparlante (in questo caso 2 x 4 Ω alla frequenza di 1 kHz). Attraverso il terminale di massa (1) passa la corrente complessiva dell'integrato (250 mA) e sarà solo quella assorbita dai due booster finali. È per questo motivo che tutti i collegamenti a massa devono procedere a stella partendo dal punto di massa della batteria.

La "potenza musicale" dell'amplificatore può venire rinforzata qualora in parallelo alla batteria venga collegato un condensatore elettrolitico con una capacità superiore a 10 μF, e ciò per il fatto che le batterie-miniatura posseggono una resistenza interna che può raggiungere il valore di 5 Ω.

Il collegamento dell'ingresso "muting" come indicato in *figura 2*, impedisce che disturbi di natura magnetica originati nei fili di collegamento dell'interruttore stand-by possano disturbare il funzionamento del ricevitore; nella condizione di stand-by la batteria è comunque caricata con soli 20 μA.

Nelle realizzazioni più economiche è possibile sostituire l'altoparlante con bobina mobile a presa centrale (che è abbastanza costoso e raro) con un trasformatore con primario con presa centrale; in questo caso, l'amplificatore dà un rendimento leggermente più basso.

Tabella 1 - Dati caratteristici principali dell'integrato b.f. Siemens S 1531

Dati-limite			
Tensione di alimentazione	– 0,3...2	V	
Corrente di uscita di picco	250	mA	
Campo di lavoro			
Tensione di alimentazione	1,0...1,7	V	
Temperatura ambiente	–20...+60	°C	
Dati caratteristici (V_S = 1,2 V; –10 °C < T_{amb} < + 40 °C)			
Corrente di riposo	5	mA	tip.
(terminale 3) bloccato	20	μA	max.
Distorsione (f = 0,5...2 kHz, P_q = 80 mW, R_L *)	1,5	%	tip.
Amplificazione di tensione	40	dB	tip.
Larghezza di banda della potenza	200 Hz-5	kHz	
Resistenza d'ingresso	50	kΩ	min.
Rapporto segnale/disturbo P_a = 50 mW su 4 Ω	50	dB	tip.
Corrente "muting" libera	min. 50	μA	min.
(terminale 7) bloccato	max. 5	μA	max.

* RL: altoparlante XL 8062 della ditta Knowles electronic Ltd. Sussex Inghilterra.

Bibliografia

1) Redazione - *Miniricevitore FM con il TDA 7000* SELEZIONE di tecniche elettroniche N. 7/8 - 1983 pag. 39.
2) Dooremolen - *Ricevitore FM completo su chip* SELEZIONE di tecniche elettroniche N. 1/1984 pag. 42
3) L. Cascianini - *Numerose applicazioni per il TDA 7000* SELEZIONE di tecniche elettroniche N. 1/1984 pag. 98.

METODI DI ESPANSIONE PER MICROPROCESSORI

In questo articolo viene affrontato il problema del miglioramento delle prestazioni di un microprocessore ad 8 bit utilizzando memorie di dimensioni maggiori dei 64k normalmente indirizzabili. Sono inizialmente accennate le motivazioni che normalmente spingono il possessore di un elaboratore ad 8 bit a desiderare una memoria di capacità maggiore. Nella seconda parte verranno illustrati alcuni possibili schemi, fino a giungere ad una soluzione sufficientemente semplice e potente. L'articolo è rivolto a tutti gli utenti di microcalcolatori e richiede solo elementari cognizioni di logica digitale.

Perché grandi memorie?

I microcalcolatori di recente introduzione sul mercato sono indicati come quelli della "terza generazione" e vantano nei confronti dei loro predecessori due principali caratteristiche: la presenza di una CPU a 16 bit (anziché a 8) ed una maggiore quantità di memoria di lettura e scrittura (RAM) indirizzabile.

Ad esempio il personal computer IBM è basato su una CPU con architettura interna a 16 bit ed è venduto mediamente con 128 kbyte di RAM. L'IBM fornisce una versione minima con 64k RAM che consente una espansione fino a 256k RAM. Tuttavia fornitori indipendenti costruiscono schede compatibili di espansione che consentono il raggiungimento di oltre 512k.

Un altro esempio, sia pure a costi più elevati, è il LISA della APPLE, che è stato recentemente immesso sul mercato con una memoria RAM di ben 1 megabyte.

La pubblicità di questi ed altri sistemi, su riviste specializzate, pone molta enfasi sulle caratteristiche della CPU, parlando spesso in tono minore delle aumentate capacità di memoria. La capacità di memoria influisce invece in modo determinante sulle prestazioni di un generico calcolatore, sia che questo venga usato in una qualunque applicazione in ambiente gestionale, sia in molte delle applicazioni di tipo scientifico. Inoltre l'ampiezza della memoria diviene più importante della potenza della CPU in tutti quei casi nei quali l'elaboratore interagisce molto con le proprie periferiche.

Questa considerazione discende da una banale osservazione che qualunque utente di microelaboratori può effettuare. Durante l'esecuzione di un generico programma applicativo ci sono normalmente fasi durante le quali l'elaboratore risponde a velocità "elettronica", ovvero emette dati in quantità maggiore della capacità di assimilazione dell'utente; in altre fasi invece il tempo di risposta dell'elaboratore è avvertibile o addirittura troppo lungo. In quest'ultimo caso l'utente può osservare la propria unità a dischi flessibili o la stampante: con ogni probabilità una di queste due periferiche è in funzione ed è questa la causa del rallentamento del sistema.

Le periferiche dunque sono in questo caso l'elemento che limita la velocità del sistema: si determina cioè una situazione in cui la CPU è generalmente in attesa del completamento di operazioni di ingresso-uscita piuttosto che in fase di elaborazione dei dati.

Le soluzioni più ovvie, come l'acquisto di dischi più veloci (ad esempio in tecnologia winchester) o di stampanti di maggiori prestazioni hanno di regola costi molto elevati. Va inoltre osservato che la tecnologia attuale dei componenti meccanici in movimento, non permette in ogni caso velocità molto elevate, a nessun livello di costo. In altre parole le stampanti ed i dischi magnetici sono e rimarranno in molti casi l'elemento frenante in tutti i sistemi di elaborazione.

I fabbricanti di calcolatori si sono comunque già trovati in una situazione analoga sia per i primi grossi calcolatori (MAINFRAME) che per i minicalcolatori. Per ovviare all'inconveniente prima descritto, è stato pensato di dotare questi sistemi di memorie di transito (buffer) e di appositi programmi di gestione dell'ingresso-uscita, con controllo ad interruzione di programma e/o con accesso diretto alla memoria (DMA).

Consideriamo come esempio il caso tipico di una stampante. Un microcalcolatore con interfaccia parallela di tipo Centronics è in grado di emettere alcune migliaia di caratteri al secondo mentre le stampanti più comuni hanno velocità medie di stampa di un centinaio di caratteri al secondo. Una soluzione concettualmente piuttosto semplice è quella di interporre tra l'elaboratore e la stampante una certa quantità di memoria dedicata ad accettare i caratteri alla massima velocità consentita dalla CPU, memorizzandoli per riemetterli poi verso la stampante ad una velocità più bassa. Dispositivi di questo tipo, indicati con il nome di "buffer per stampanti", stanno diventando piuttosto popolari e si interpongono direttamente sul cavo di collegamento originale tra calcolatore e stampante. Per realizzare un buffer per stampante è sufficiente disporre di una certa quantità di memoria, compresa nor-

DELLA MEMORIA A 8 BIT

Ing. F. Pirri e Ing. G. Ponziani
Università degli Studi di Firenze Dipartimento di Ingegneria Elettronica - I parte

malmente tra 8 k e 64k, di una unità di ingresso, una di uscita ed infine di una CPU programmata in modo da accettare dati, memorizzarli e riemetterli in uscita con velocità diversa. L'elaboratore a monte del buffer potrà trasferire rapidamente più pagine di testo, che verranno memorizzate nel buffer e stampate successivamente. In tal modo l'elaboratore sarà in grado di svolgere immediatamente altri compiti, senza aspettare il tempo necessario alla stampa effettiva delle pagine di testo.

È intuitivo il sensibile risparmio di tempo nel caso che all'elaboratore sia affidata ad esempio la gestione di un magazzino, infatti con questo sistema un magazziniere potrà ora procedere alla compilazione di una seconda bolla di consegna mentre la prima viene stampata.

È bene osservare comunque che lo stesso elaboratore può contemporaneamente svolgere sia il compito di elaborazione dati che quello di bufferizzazione se è opportunamente programmato e dispone della memoria necessaria.

Per chiarire questo concetto consideriamo nuovamente il caso del magazziniere. È immediato notare che l'elaboratore spreca una quantità di tempo rilevante durante la fase di compilazione della bolla di accompagnamento.

Infatti i dati, necessari alla compilazione della bolla, saranno introdotti nel calcolatore premendo un certo numero di caratteri della tastiera; in condizioni normali durante il tempo intercorrente fra la pressione di due tasti successivi l'elaboratore è forzato in uno stato di attesa, mentre, con una diversa programmazione, tale tempo potrebbe essere destinato più proficuamente alla stampa dei caratteri che costituiscono la bolla di accompagnamento precedente.

A prima vista potrebbe sembrare che un simile modo di procedere permetta un incremento di velocità piuttosto esiguo, non bisogna però dimenticare che, durante questo tempo, l'elaboratore riesce a stampare una decina di caratteri nella peggiore delle ipotesi; se quindi la compilazione di una bolla di accompagnamento richiede la pressione di un numero consistente di tasti la velocità di esecuzione del sistema subisce incrementi rilevanti.

Per attuare questo tipo di tecnica sarà comunque necessario, oltre che una programmazione particolarmente raffinata, anche una certa area di memoria entro la quale depositare provvisoriamente i caratteri destinati alla stampa, in attesa che quest'ultimi siano fisicamente stampati.

Un'altra periferica "lenta" rispetto alla CPU è costituita dalla memoria di massa. Il modo più tradizionale di aumentare le prestazioni apparenti dei dischi è quello di mantenere, in apposite zone della memoria centrale dell'elaboratore, i settori del disco più frequentemente usati, così da ritrovarli più rapidamente quando e se saranno nuovamente richiesti. Infatti in molte applicazioni esiste una certa "località" nei dati, ovvero vi è una elevata probabilità che i dati appena richiesti siano di nuovo richiamati nel prossimo futuro. Un'altra possibilità è data da quei particolari controllori di unità a dischi che sono capaci di leggere o scrivere una

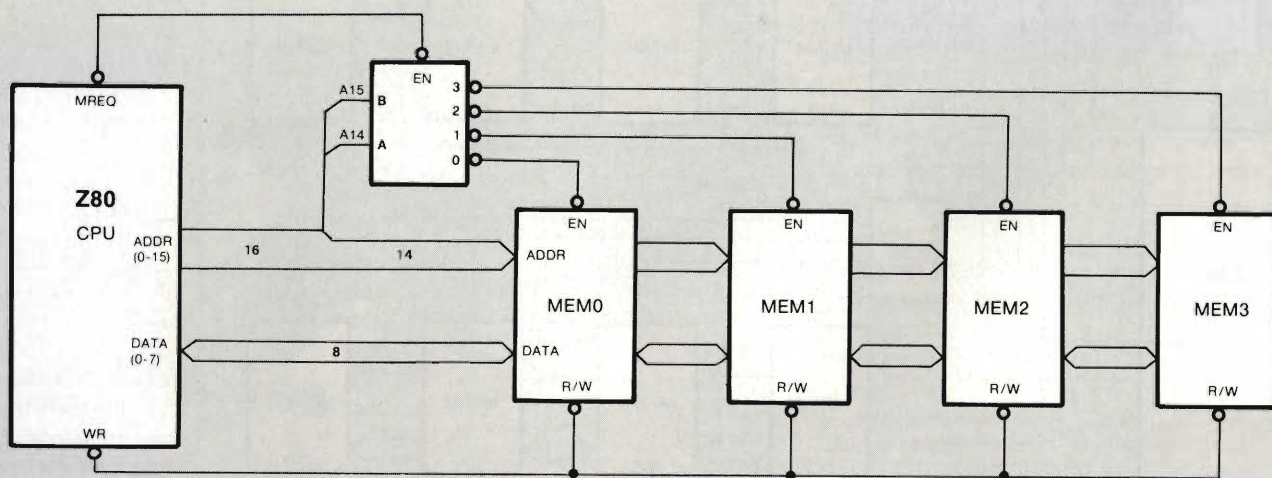



Fig. 1 - Selezione della memoria in un circuito standard da 64 Kbyte; ognuno dei quattro blocchi di memoria ha una capacità pari a 64 Kbyte.

intera traccia del disco in una singola rivoluzione del supporto magnetico, ovvero in un tempo non molto diverso da quello mediamente necessario, ai controllori convenzionali, per leggere un settore qualunque della traccia. In questi casi è possibile copiare in memoria l'intera traccia contenente l'ultimo settore richiesto senza aumentare troppo il tempo di attesa della CPU, con l'evidente vantaggio, nel caso di lettura sequenziale (o quasi-sequenziale) di avere subito a disposizione in memoria i settori seguenti, così che i settori successivi al primo saranno letti in un tempo molto piccolo, con un apparente aumento della velocità di lettura dal disco. In pratica la cosa è abbastanza

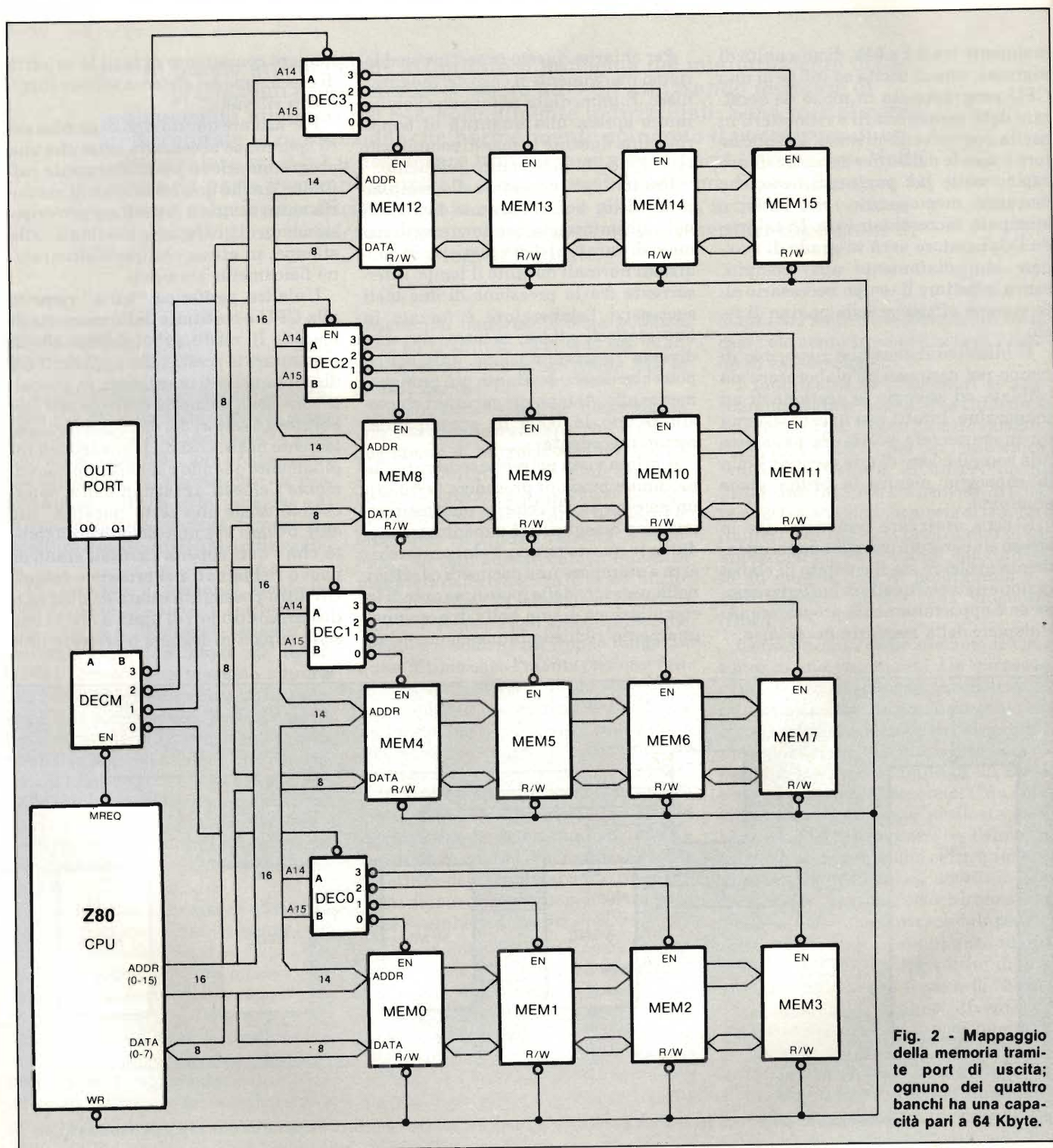



Fig. 2 - Mappaggio della memoria tramite port di uscita; ognuno dei quattro banchi ha una capacità pari a 64 Kbyte.

PER MICROPROCESSORI A 8 BIT

complicata e, per essere efficace, deve essere profondamente integrata con il sistema operativo usato e talvolta anche con la particolare applicazione.

In conclusione non esiste un metodo semplice e poco costoso per ovviare al problema dello spreco di tempo quando la CPU è chiamata ad effettuare operazioni di ingresso/uscita con periferiche lente.

In queste condizioni un aumento delle prestazioni della CPU è totalmente sprecato poiché la CPU stessa deve necessariamente attendere la fine delle operazioni di ingresso-uscita prima di continuare l'elaborazione.

Tuttavia, in entrambi i casi ora visti, una sola CPU è in grado di aumentare la velocità apparente delle periferiche collegate al sistema, sfruttando la grande capacità della propria memoria RAM per immagazzinare temporaneamente dei dati in transito. I microprocessori a 16 bit, avendo un campo di indirizzamento molto vasto (da 1 a 16 megabyte), si prestano molto bene alla realizzazione di tecniche per la bufferizzazione delle periferiche simili a quelle esposte. Questo però non accade con i microprocessori a 8 bit, caratterizzati da un campo di indirizzamento di soli 64 Kbyte.

Purtroppo i primi microcalcolatori commercialmente prodotti erano caratterizzati da una memoria RAM molto ridotta. In effetti, nel progettare l'8080, i disegnatori della INTEL ritennero che "MAI" l'utente di un microprocessore avrebbe avuto bisogno di più di 64 Kbyte di memoria e prevedettero quindi 64k come limite massimo alla memoria direttamente indirizzabile.

Naturalmente, trattandosi di previsioni effettuate circa tre lustri or sono, erano più che adeguate ai tempi, ma oggi l'eventuale compratore di "personal" pretende (giustamente) memorie di capacità più grande.

Nel caso di nuovi acquisti l'utente sarà inizialmente tentato ad orientare la propria scelta verso i nuovi microprocessori a 16 bit ma, come in tutte le cose, anche qui esiste un rovescio della medaglia: le CPU a 16 bit non sono in grado di far girare i programmi precedentemente scritti per quelle a 8 bit.

Quando l'utente desideri conservare la propria biblioteca software, dovrà necessariamente cercare di mantenere la CPU ad 8 bit. Fortunatamente esiste una tecnica che consente lo sfruttamento di memorie RAM più grandi di 64 k anche con i vecchi microprocessori; tale tecnica prende il nome di "SCAMBIO DEI BANCHI" o con termine anglosassone "BANK SWITCHING". Questa tecnica consiste nel connettere alla CPU una memoria la cui capacità sia maggiore di quella direttamente indirizzabile da parte della CPU stessa. Tale memoria è organizza-

ta in un certo numero di pagine, selezionabili separatamente, ognuna delle quali ha una capacità pari alla ampiezza della memoria direttamente indirizzabile dal microprocessore. la memoria sarà inoltre dotata di un dispositivo ausiliario che consentirà alla CPU di indirizzare, in ogni istante solo una assegnata pagina della memoria globale. Selezionando, di volta in volta, le varie pagine la CPU avrà quindi accesso, sia pure in istanti diversi, a tutta la memoria collegata.

Volendo fare un parallelo con una attività umana, possiamo paragonare il bank-switching ad un blocco per note: in esso siamo in grado di osservare una pagina per volta, ed ogni cambio di pagina di permette l'accesso a nuove informazioni; aumentando il numero di pagine la quantità di informazioni complessivamente a disposizione aumenta, tutto questo che occorre fare è sfogliare un numero sufficiente di pagine.

Collegamento standard CPU-memoria

Prima di introdurre la tecnica che permette di aumentare la quantità di memoria collegabile ad una CPU è opportuno illustrare il normale modo di collegamento tra CPU e memoria [1], [2]. Negli esempi che seguono si fa specifico riferimento al microprocessore ZILOG Z80, [3] ma quanto verrà detto è estendibile senza troppa difficoltà ad altri microprocessori ad 8 bit.

Consideriamo ora il circuito di selezione della memoria riportato in *figura 1*. In questo circuito lo Z80 può accedere a quattro diversi blocchi di memoria da 16 Kbyte ciascuno. Lo schema riportato è solo uno schema di principio ed in esso sono trascurate le differenze tra i vari tipi di memorie disponibili: RAM, sia dinamica che statica, oppure memorie di sola lettura (ROM). Non sono inoltre tracciati, per semplicità, i pur necessari circuiti di attivazione della ROM al reset, talvolta indicati con la sigla JOR (Jump On Reset) nella letteratura anglosassone.

Le linee più significative del bus indirizzi, A15 ed A14, sono usate per selezionare uno solo tra i quattro blocchi di memoria disponibili. L'attivazione vera e propria delle memorie è determinata dal segnale MREQ*(1), emesso dallo Z80 all'inizio di ogni ciclo di accesso alla memoria; la presenza della decodifica garantisce che uno e solo uno dei blocchi collegati sia attivato in un determinato ciclo.

NOTA 1 - I segnali attivi al livello elettrico basso saranno contraddistinti dal suffisso "", ovvero, se SIGNAL è un qualunque segnale attivo al livello elettrico alto, il segnale SIGNAL* ha lo stesso andamento temporale, ma con i livelli elettrici tra loro scambiati.*

Dallo schema proposto scaturisce una fondamentale osservazione: il corretto funzionamento della CPU è legato al fatto che, per ogni ciclo di accesso, alla memoria è attivato un solo blocco di memoria, è del tutto irrilevante il numero di blocchi collegati, in altre parole, se altre memorie fossero collegate al sistema di figura 1, senza essere mai attivate, il sistema continuerebbe a funzionare ugualmente.

```
1ØØØ    3E 01    SWITCH: LD  A,Ø1          ;Scegli il banco numero 1
1ØØ2    D3 FF            OUT (MAPPER),A    ;Esegui selezione
1ØØ4    .. ..    RESUME: ...     ....      ;Punto di rientro  ????
```

Fig. 3 - Programma SWITCH per lo scambio dei banchi di memoria.

Scambio di banchi di memoria tramite port di I/O

La *figura 2* mostra lo schema di principio di un semplice sistema configurato a bank-switching. Il sistema è una espansione di quello riportato in figura 1 ed è composto da una matrice di 16 blocchi di memoria da 16 Kbyte ciascuno, organizzata in quattro righe per quattro colonne, per un totale di 256 Kbyte.

Ognuna delle righe della matrice e un esatto duplicato della memoria di cui la figura 1, compresa la decodifica ed i collegamenti con la CPU. Ogni riga prenderà il nome di "banco" ed il sistema globale potrà essere descritto come un sistema dotato di quattro banchi di memoria da 64 K. È da notare che ogni banco prevede una quantità di memoria pari alla massima normalmente indirizzabile dalla CPU.

Supponiamo che inizialmente il valore 00 sia contenuto nel port di uscita OUT PORT e ricordiamo l'osservazione fatta alla fine del paragrafo precedente. Con queste premesse è facilmente intuibile che il circuito di figura 2 è del tutto equivalente a quello di figura 1. Nelle ipotesi fatte da decodifica di mappaggio DEC M attiva sempre la linea di uscita 0 ad ogni attivazione di MREQ*, e quindi la decodifica DEC 0 si trova esattamente nelle stesse condizioni di quella di figura 1. La CPU non ha fisicamente modo di distinguere questo caso dal precedente, a parte un ritardo temporale introdotto, in quest'ultimo caso, sulla linea di attivazione delle memorie. Ammettendo che il ritardo dovuto a DEC M sia trascurabile lo Z80 esegue i programmi contenuti nel banco 0 come se questo fosse l'unico realmente collegato alle sue uscite.

Se a questo punto si modifica il contenuto del port con il valore 01 possiamo ripetere le considerazioni ora fatte, con il banco 1 al posto del banco 0: in questo

caso la CPU esegue i programmi contenuti nel banco 1 come se quest'ultimo fosse il solo presente nel sistema.
In linea di principio possiamo dire che lo Z80 ha ora a disposizione quattro ambienti di programmazione diversi, totalmente disgiunti e tra loro intercambiabili con una semplice operazione di uscita su una porta; ad ognuno di questi diversi ambienti corrisponde fisicamente un diverso banco di memoria.
Purtroppo il semplice schema di figura 2 non è direttamente applicabile per due motivi fondamentali. Il primo inconveniente deriva dalla necessità di avere a disposizione sul sistema una certa quantità di memoria di sola lettura (ROM), a cui deve essere affidato il controllo almeno durante il reset iniziale, all'atto dell'accensione dell'intero sistema. La ROM ha quindi la responsabilità dell'inizializzazione della CPU, del video e di tutte le altre periferiche presenti. Normalmente sulla ROM è anche implementato un piccolo programma (bootstrap loader) che carica dal disco un programma più grande che consente una efficace gestione della macchina da parte dell'operatore.
Una prima modifica dello schema proposto potrebbe allora consistere in un circuito che, all'accensione della macchina, azzeri la porta di uscita in modo da essere certi che, durante il reset iniziale, è sempre selezionato quel particolare banco di memoria che contiene la memoria ROM; ovviamente dovrà essere prevista la sostituzione di una cerca quantità di memoria RAM con una corrispondente quantità di memoria ROM.

Il secondo inconveniente deriva proprio dalla totale separazione dei quattro banchi di memoria. Per illustrare meglio il problema cerchiamo di immaginare la struttura del programma di gestione del sistema, o più precisamente, a come dovrà essere realizzato il passaggio del controllo del programma da un banco di memoria all'altro. In *figura 3* è riportata una schematizzzione del programma SWITCH che consente il passaggio del banco di memoria 0 a quello 1; come è riportato in figura 3 è stato supposto che tale programma sia memorizzato nel banco 0 a partire dalla locazione di memoria 1000H.
Supponiamo adesso, di avere quattro diversi programmi utente memorizzati nei quattro banchi di memoria e che, in un certo istante, sia in esecuzione il programma utente memorizzato nel banco 0. tale programma può passare il controllo al programma del banco 1 chiamando il programma SWITCH. Quando però la CPU, nell'eseguire le istruzioni riportate in figura 3, arriva all'istruzione memorizzata alla locazione 1004H, la porta di uscita contiene ormai il valore 01; non viene dunque eseguita la linea di programma RESUME di figura 3, bensì l'istruzione che sarà memorizzata nello stesso indirizzo di memoria del banco 1. Dall'esame di questo semplice esempio appare chiaro che il programmatore accorto dovrà fare in modo che il programma che intende eseguire nel nuovo banco, cominci proprio dove finisce il programma nel banco che viene lasciato. Questo problema può essere aggirato imponendo che tutti i banchi abbiano una ROM, all'interno della quale, siano memorizzati programmi di trasferimento simile, e che tutte le ROM si trovino al medesimo indirizzo. In tal modo i programmi di trasferimento del controllo si troveranno adeso nella stessa zona e quindi non esisterà più il problema dell'inizializzazione dei vari banchi.
A causa dell'inconveniente ora descritto sorge anche un problema, molto grave, nella gestione dello stack; infatti con lo schema proposto il contenuto dello stack nel banco di provenienza è del tutto inaccessibile al programma che gira nel banco di arrivo. Un analogo problema si presenta nella gestione dei dati: ogni scambio dati dovrà essere effettuato tramite i registri della CPU. Gli inconvenienti precedentemente menzionati possono essere risolti prevedendo che una certa quantità di ROM ed una di RAM siano sempre in comune tra i vari banchi, e quindi sempre accessibili, qualunque sia il banco selezionato.

(continua)

REGOLAZIONE DELLA VELOCITA' E PROTEZIONE CONTRO IL SOVRACCARICO IN UN MOTORE C.C. DA 12 V

Jochen Jirmann

Le piccole e maneggevoli macchine utensili con alimentazione a 12 V sono impiegate sempre più diffusamente nei laboratori dei dilettanti. Munendo il motore di queste macchine del semplice circuito elettronico descritto in questo articolo, esse potranno eseguire un maggior numero di lavori.

I piccoli trapani ad elevato numero di giri, alimentati a 12 V, fanno attualmente parte dell'attrezzatura di quasi tutti i laboratori ed officine. Il campo operativo di queste macchine per la lavorazione dei circuiti stampati potrebbe essere considerevolmente ampliato se fosse possibile regolare entro ampi limiti il numeri di giri. Infatti, se la velocità fosse regolata con un normale alimentatore a tensione variabile, oltre al numero di giri, varierebbe anche la coppia del motore.

Il circuito qui descritto permette di regolare il numero di giri di un motore a corrente continua entro un campo molto ampio: anche alle minime velocità, il numero dei giri è indipendente dal carico. Un circuito limitatore di corrente evita che il motore o l'alimentatore subiscano danni dovuti al sovraccarico. Il modulo è progettato secondo lo schema di un regolatore a commutazione, in modo da limitare le perdite nel circuito di potenza, specialmente per forature che debbano essere eseguite con basso numero di giri e coppia elevata.

Fig. 1. Schema a blocchi di un sistema di pilotaggio per motore a corrente continua, che permette di regolare il suo numero di giri e di proteggerlo dalle sovracorrenti a rotore bloccato.

Fig. 2. Diagramma della tensione ai morsetti di un motore regolato a durata di impulsi.

Il prototipo di questo circuito è stato sviluppato per un motore Buehler tipo 13.40.11 ma, come hanno dimostrato i successivi esperimenti, è adatto per qualsiasi altro motore a 12 V che assorba una corrente massima di 4 A.

Dallo schema a blocchi di *figura 1* è facile comprendere come funziona questo circuito: il motore viene alimentato con una tensione ad onda rettangolare, che ha un rapporto impulso/pausa variabile. Durante le pause tra gli impulsi e dopo che si sarà azzerata la corrente di induzione, potrà essere misurata la forza elettromotrice del motore (tensione prodotta quando il motore ruota per inerzia e funziona da generatore); questa f.e.m. potrà essere applicata al regolatore, in quanto proporzionale al numero dei giri. Il regolatore pilota, tramite il modulatore della durata degli impulsi, lo stadio finale del motore in modo che la f.e.m. del motore, e di conseguenza il numero di giri, restino costanti indipendentemente dal carico. Affinchè il motore non venga danneggiato se rimane bloccato a lungo, è previsto un limitatore di corrente regolabile.

L'andamento della tensione nel motore chiarisce meglio come funziona questo circuito (*figura 2*). Durante la fase di chiusura dello stadio finale, è applicata al motore praticamente l'intera tensione erogata dal raddrizzatore. Dopo il bloccaggio dello stadio finale, la tensione d'indotto diminuisce (con velocità determinata dall'induttanza propria del motore) fintanto che, ad un livello Vf, il diodo volano D inizia a condurre e l'energia immagazzinata viene scaricata. Successivamente, la tensione d'indotto aumenterà fino a raggiungere il livello di f.e.m. determinato dal numero di giri e dalle caratteristiche del motore. Questa tensione

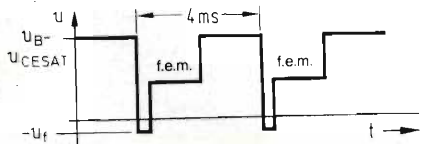
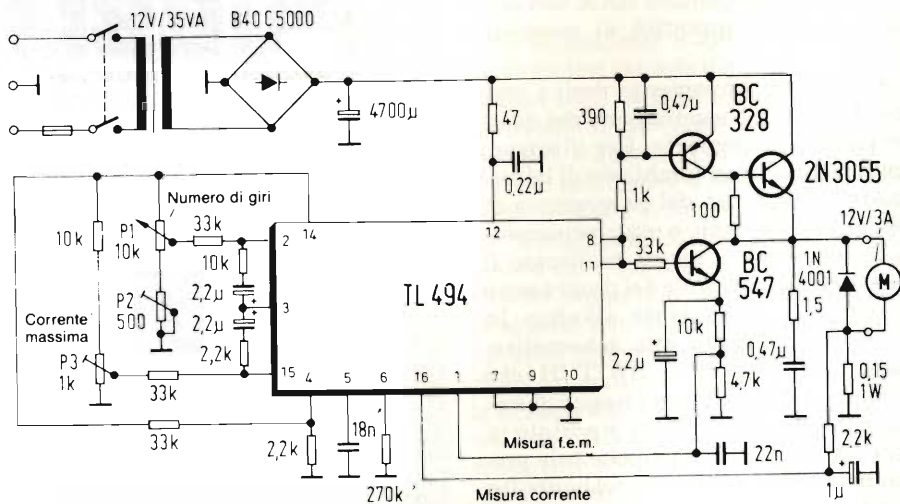



Fig. 3. Schema completo, con le seguenti funzioni: regolazione del numero di giri, regime minimo di rotazione possibile e protezione di sovracorrente.

Fig. 4. Circuito stampato sul quale verrà montata la parte elettronica.

verrà rilevata ed utilizzata per la regolazione.

Poichè la frequenza di commutazione è bassa (250 Hz), le perdite potranno essere mantenute basse con semplici accorgimenti; non ci saranno praticamente disturbi dovuti a scintillazione. Molti motori emettono però un suono analogo a quello di un cicalino quando siano azionati da una tensione ad impulsi: questo piccolo inconveniente non influisce sulla durata del motore.

Un circuito integrato per tutte le funzioni

Un trasformatore (12 V/35 VA) con rettificatore a ponte e condensatore elettrolitico di livellamento fornisce la tensione per alimentare l'apparecchio. L'intero circuito regolatore, completo di generatore di sincronismo, di modulatore della durata degli impulsi, di due amplificatori operazionali e del generatore di tensione di riferimento è contenuto nel circuito integrato TL 494 (*figura 3*).

Questo componente, sviluppato appositamente per gli alimentatori a commutazione, viene in questo caso pilotato con una frequenza di 250 Hz. Questa frequenza viene determinata dai componenti collegati al piedino 5 ed al piedino 6. Per quanto le specifiche indichino che la frequenza minima dell'oscillatore del TL 494 deve essere di 1 kHz, il circuito lavora senza inconvenienti anche alla frequenza più bassa di 250 Hz. L'uscita a collettore aperto (piedini 8 ed 11) pilota lo stadio di commutazione del motore, che è formato da un BC 328 e da un 2N 3055. Il 2N 3055 necessita di un piccolo dissipatore termico, che elimina il calore prodotto dalle perdite, che assommano a circa 5 W.

Il condensatore collegato alla base del BC 328 ed il circuito RC collegato tra il collettore del 2N 3055 e massa eliminano le oscillazioni parassite che potrebbero essere causate dal carico induttivo, cioè dal motore. In parallelo al motore è collegato il diodo volano D. Il BC 547, con i relativi componenti mantiene il contatto durante la misura della f.e.m. La tensione di misura, abbassata mediante un partitore, è applicata al piedino 1 del TL 494; un piccolo condensatore cortocircuita le tensioni impulsive presenti all'ingresso.

Il valore nominale del numero di giri viene ricavato dalla tensione interna di riferimento di 5 V (piedino 14) del TL 494, e poi applicato all'ingresso per il valore nominale (piedino 2). Il circuito RC tra il piedino 2 ed il piedino 3 trasforma l'amplificatore operazionale incorporato in un regolatore a pi greco. Perchè ci sia tempo sufficiente a misurare la f.e.m, l'intervallo minimo di scansione del TL 494 viene aumentato con una tensione di polarizzazione applicata al piedino 4.

La corrente assorbita dal motore viene misurata mediante un resistore da 0,15 Ω ed applicata, dopo essere stata filtrata da un circuito RC, al secondo amplificatore operazionale contenuto nel TL 494 (piedino 16). Il valore nominale potrà essere adattato a ciascun motore mediante un potenziometro trimmer. L'andamento della regolazione per il funzionamento a corrente costante viene determinato dal circuito RC collegato tra i piedini 3 e 15.

Fig. 5. Disposizione dei componenti sul circuito stampato. Ad esso dovrà essere collegata soltanto una tensione alternata di 12 V/3 A.

Il circuito potrà essere montato su una basetta preforata per prototipi oppure su un apposito circuito stampato (*figure 4* e *5*). Dopo aver dato corrente al circuito, dovrà essere controllata la frequenza di sincronismo al piedino 5 (250 Hz), ruotando poi al centro il regolatore della corrente del motore. Quando al circuito è collegato un motore, dovrà essere possibile regolare i giri da 0 al massimo regime; il numero di giri dovrà rimanere costante al variare del carico.

Il numero di giri minimo al quale il motore può ancora girare senza scosse, potrà essere predisposto mediante il potenziometro da 500 Ω. Successivamente potrà essere predisposta, al valore desiderato, la corrente massima assorbita a motore bloccato. Il modo più semplice consiste nel misurare la caduta di tensione ai capi del resistore da 0,15 Ω. ■

METRONOMO ELETTRONICO CHE DA' ANCHE UN'INDICAZIONE OTTICA DEL RITMO SCELTO

Manfred Klose, Hans Neumayr

L'apparecchio presentato in questo articolo svolge ottimamente tutte le funzioni di un normale metronómo meccanico, ed ha inoltre anche alcune funzioni in più, che si riveleranno molto utili ai musicisti dilettanti e professionisti.

L'apparecchio illustrato in *figura 1* ha tutti i pregi di un buon metronomo meccanico (è possibile, per esempio, scegliere il tempo) ed inoltre permette di visualizzare il tempo mediante una lampada che si accende e si spegne ritmicamente.

Descrizione dello schema

Lo schema elettrico del metronomo è illustrato in *figura 2*. Il circuito è suddiviso in due gruppi funzionali: sezione che genera il ritmo ed i segnali acustici (parte superiore dello schema) e circuito di pilotaggio per la lampada (parte inferiore): queste due parti dovranno essere montate su circuiti stampati separati. Se il circuito di pilotaggio per la lampada non fosse necessario, potrà essere senz'altro eliminato. Non desiderando collegare l'alimentatore (trasformatore di alimentazione e regolatore di tensione 7812), il metronomo potrà essere alimentato mediante una batteria da 9 V (la corrente assorbita, compresa la capsula telefonica, che costituisce il trasduttore acustico di uscita, è di circa 10 mA).

Fig. 1. Metronomo elettronico con indicazione luminosa delle battute.

Nel circuito stampato di pilotaggio per la lampada è presente la tensione di rete a 220 V: questa tensione verrà separata galvanicamente dal resto del circuito mediante un accoppiatore ottico.

Gli impulsi di sincronismo vengono generati mediante un circuito integrato CMOS 4060, il cui oscillatore interno produce una frequenza compresa tra 2300 e 14.500 Hz, a seconda di come viene regolato il potenziometro. Questa frequenza viene divisa per 4096 e perciò saranno disponibili all'uscita da 34 a 212 battute al minuto. E' anche possibile inserire un commutatore tra i contatti 1 e 2; la frequenza verrà così divisa anche per 8192, in modo da ottenere la cadenza accelerata detta "alla breve".

La prima battuta viene accentuata

Due generatori di nota, composti ciascuno da due porte logiche (porte NOR del c.i. 4001), generano due diverse frequenze. La prima battuta potrà essere

Fig. 2. Schema completo, suddiviso in due gruppi funzionali: in alto è disegnato il generatore di sincronismo (che può essere impiegato anche da solo), in basso il circuito che pilota la lampada a tensione di rete.

accentuata con una nota più alta o con una più bassa delle altre, a volontà. L'altezza delle note è regolabile mediante i potenziometri P3 e P4.

Con il contatore decimale 4017 e con il flip flop tipo D 4013 (IC 3b) è possibile scegliere i tempi ad un valore qualsiasi tra 1/4 e 9/4. Poichè non è necessaria una variazione tanto ampia, la scelta è limitata ai tempi di 1/4, 2/4, 3/4, 4/4 e 6/4 (rispettivamente 6/8).

Il flip flop 3a, qui collegato come monostabile, produce un segnale con durata di 20...120 ms (regolabile mediante il potenziometro P2) dopo ogni battuta; durante questo intervallo, che corrisponde alla durata della battuta, le uscite rimarranno libere. Supponendo che in un certo istante il contatore 4017 ed il flip flop siano entrambi in posizione "0", con il successivo impulso di sincronismo, il piedino 2 del 4017 (che corrisponde al valore decimale 1) andrà a livello logico "1", e contemporaneamente cambierà stato anche il flip flop.

Fig. 3. Esempio di diagramma degli impulsi per un tempo di 4/4. Dopo ciascun reset, viene emessa la nota relativa alla prima battuta.

Elenco dei componenti

Metronomo
Semiconduttori:
1 4060B
1 4017B
1 4013B
1 4001B
1 BC 517
1 BC 237B
6 1N 4148
1 7812
1 Raddrizzatore a ponte B 40 C300

Resistori da 1/8 W:
1 560 Ω
2 4,7 kΩ
1 6,8 kΩ
3 10 kΩ
1 12 kΩ
2 100 kΩ
2 trimmer 250 kΩ
2 trimmer 500 kΩ
2 Potenziometri 50 kΩ/lineari
1 82 Ω/1 W

Condensatori
2 4,7 nF
1 10 nF
1 22 nF
1 100 nF
1 2,2 µF/16 V
1 220 µF/25 V

Varie:
1 Capsula telefonica
1 Trasformatore 220 V/15 3,5 VA
1 Portafusibile
1 Fusibile da 0,2 A

Pilotaggio lampadina
Semiconduttori:
1 TCA 280
1 Accoppiatore ottico 4N 35 o simili
1 TIC 226D
1 1N 4001

Resistori da 1/8 W
1 100 Ω
2 1 kΩ
1 22 kΩ
1 82 kΩ
1 100 kΩ
1 150 kΩ
1 270 kΩ
1 330 kΩ
1 1 MΩ
1 4,7 kΩ/5 W

Condensatori:
1 1,5 nF
1 1 µF/16 V
1 470 µF/16 V

Fig. 4. Circuito stampato per il generatore di sincronismo. Quando non è necessaria la visualizzazione luminosa, questo circuito può funzionare anche da solo, alimentato da una batteria.

A seconda della posizione del commutatore S1 (nel diagramma di *figura 3*, il tempo è 4/4), il piedino 10 (che corrisponde al decimale 4) andrà a livello "1" dopo tre ulteriori battute e ritornerà allo stato originale, insieme al flip flop, dopo un ritardo determinato dal circuito RC collegato agli ingressi di reset. Il flip flop rimarrà perciò a livello "0" per un impulso di sincronismo ed a livello "1" per tre impulsi di sincronismo. L'altoparlante collegato all'uscita audio verrà perciò pilotato tre volte con la frequenza f2 ed una volta con la frequenza f1, tramite la porta OR (formata dal resistore da 10 kΩ e dai due diodi D1 e D2).

Per pilotare la lampadina a 220 V, è necessario anche un componente che possa attivare un triac con la tensione disponibile. A questo scopo viene impiegato il circuito integrato TCA 280, uno speciale componente che serve ad

Fig. 5. Circuito stampato per la visualizzazione luminosa, che è alimentato dalla tensione di rete.

Fig. 7. Disposizione dei componenti sul circuito stampato per pilotare la lampadina. Questo circuito dovrà essere inserito in un astuccio di plastica, e dovranno essere prese tutte le precauzioni necessarie ad evitare scariche elettriche.

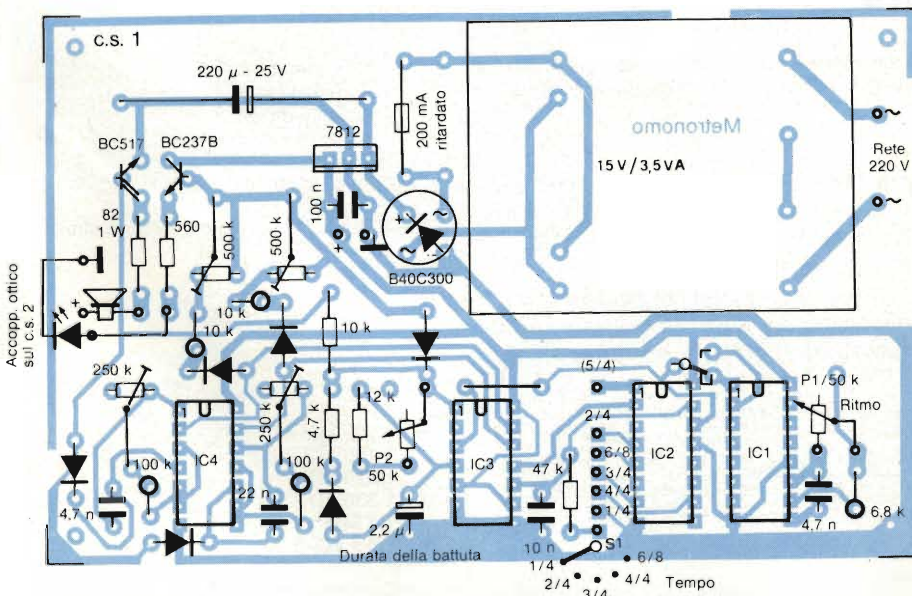



Fig. 6. Disposizione dei componenti sul circuito stampato del generatore di sincronismo. Per regolare dall'esterno la cadenza e la durata delle battute, dovranno essere montati due potenziometri, mentre per scegliere il tempo sarà necessario un commutatore.

accendere triac o tiristori. Questo circuito integrato viene alimentato direttamente dalla tensione di rete.

Per garantire la perfetta separazione galvanica tra il circuito a bassa tensione e quello a tensione di rete, è stato impiegato un accoppiatore ottico pilotato tramite un convertitore d'impedenza al cui ingresso sono applicate le correnti continue provenienti dalle uscite del flip flop: questi segnali vengono attenuati mediante i potenziometri P5 e P6 e sbloccati mediante il multivibratore monostabile.

Il metronomo dovrà essere montato su due circuiti stampati, uno dei quali (*figura 4*) contiene il generatore dei sincronismi; per pilotare la lampadina dovrà essere utilizzato il circuito stampato di *figura 5*. Quando il metronomo verrà inserito in un mobiletto, occorrerà fare attenzione a proteggere l'utilizzatore dalla tensione di rete. La disposizione dei componenti è illustrata nelle *figure 6* e 7.

MISURARE LA FREQUENZA E LA DURATA DEL RELATIVO PERIODO DI SEGNALI FINO AD 1 GHZ

Bernd Koenig

Questo strumento misura la frequenza ed il suo reciproco, cioè la durata del periodo di un segnale sinusoidale. Grazie alla frequenza molto elevata che è capace di misurare ed al basso livello della tensione richiesta per effettuare la misura, questo frequenzimetro-contaperiodi sarà molto utile in qualsiasi laboratorio.

Il livello della tensione d'ingresso, necessario per misurare con questo strumento frequenze da 10 Hz fino ad 1 GHz, è inferiore ai 50 mV. Entro un'ampia banda, la sensibilità tipica è di 20 mV. Questo strumento dà inoltre la possibilità di indicare la somma o la differenza rispetto ad una frequenza predeterminata: allo scopo è prevista una serie di sei commutatori DIL mediante i quali potrà essere predisposta la frequenza di riferimento desiderata. Quando il selettore è predisposto in "programmazione", la frequenza di riferimento potrà essere letta sul display. E' anche possibile contare eventi. Se il selettore è disposto in "programmazione" viene predisposto il valore di uscita a partire dal quale dovrà avere inizio il conteggio. Spostando il commutatore nelle posizioni "conteggio in avanti" o "conteggio all'indietro", sarà possibile contare gli eventi in avanti oppure all'indietro, a partire da un valore prefissato. In un'altra posizione di questo commutatore, è possibile misurare anche frequenze più basse: in questo modo potrà essere visualizzata la durata del periodo delle frequenze più basse, misurate in "μs" oppure in "ms".

Lo schema è abbastanza semplice

Il componente più importante del circuito è il contatore IC6 (*figura 1*). Questo componente contiene due registri separati; uno di essi conta gli impulsi applicati all'ingresso di conteggio, mentre il contenuto del secondo viene visualizzato sul display a sei cifre. Il contatore viene pilotato da IC1...IC4.

In IC1 è integrato anche il circuito elettronico necessario per l'oscillatore quarzato; il quarzo oscilla alla frequenza di 4,194304 MHz. Questo segnale viene diviso in modo binario in IC1 e trasmesso, tramite l'uscita Q14 (piedino 3), all'ingresso di IC2 (piedino 10). IC2 divide ulteriormente la frequenza, cosicchè all'uscita Q9 (piedino 12) risulta disponibile una frequenza di 0,5 Hz.

Verranno esaminate per prime le regolazioni per il "conteggio in avanti", il "conteggio all'indietro", nonchè per la "programmazione". In queste condizioni, le porte logiche N5...N7 sono aperte in continuità, grazie ai diodi D27...D29. Tramite il collegamento al piedino 26 di IC6 (arresto del conteggio) viene qui applicato un livello logico "0" per la durata di 1 secondo esatto. Questo livello "0" attiva l'ingresso di conteggio "clock" (piedino 25). Tutti gli impulsi che pervengono durante questo intervallo vengono sommati nel registro di conteggio, mentre nel registro del display rimane memorizzato il risultato del precedente conteggio. In questa fase, gli ingressi "store" (piedino 10) e "Load" (piedino 24) sono ri-

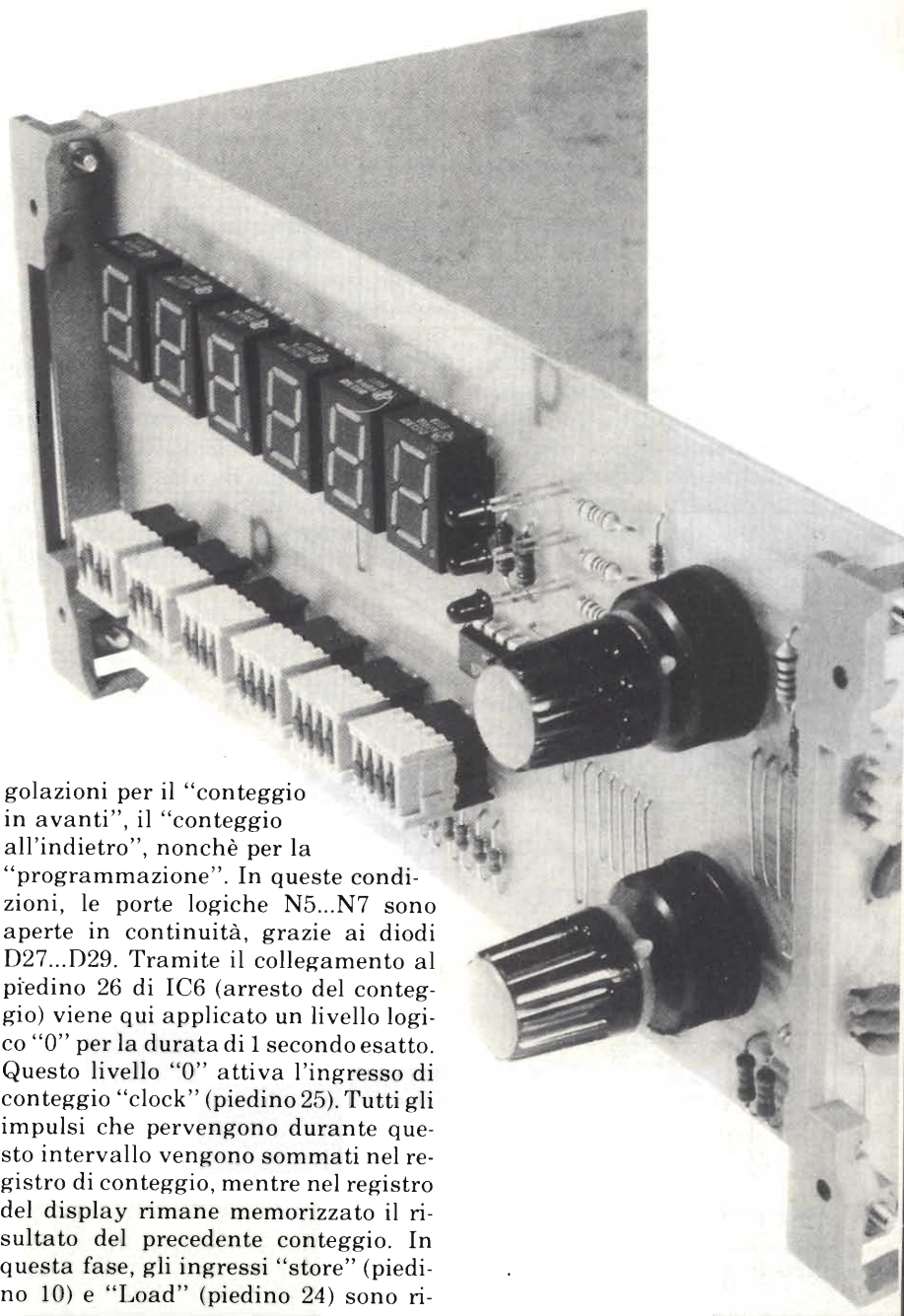



Fig. 1 - Schema dell'apparecchio base completo, compreso l'alimentatore ed i preamplificatori, rappresentati in forma di schema a blocchi.

Elenco dei componenti per l'apparecchio base

Semiconduttori

IC1	: 1 CD 4060
IC2	: 1 CD 4020
IC3	: 1 CD 4011
IC4	: 1 CD 4081
IC6	: 1 MK 50398
IC5	: 1 SN 7401
IC7	: 1 SN 75492
D1-D30, D34-D35	: 32 1N4148
D31-D33	: 3 LED rossi, 3 mm
D1-D6	: 6 TIL 702, o simili

Condensatori

C2	: 1 33 pF
C4	: 1 12 pF
C5	: 1 330 nF
C8	: 1 560 pF
C9-C11	: 3 1,5 nF
C12-C15	: 4 150 pF

Condensatori elettrolitici

C3	: 1 10 µF, Tantalio, 16 V
C7	: 1 0,15 µF, tantalio, 35 V
C6-C16	: 2 1 µF, tantalio, 16 V

Compensatore

C1	: 1 2...27 pF

Resistori 1%, 0,125 W

R1	: 1 4,7 kΩ
R2	1 1 MΩ
R3	: 1 47 kΩ
R4-R6	: 3 2,2 kΩ
R7-R13, R15-R18	: 11 470 Ω
R14	: 1 1 kΩ
R19-R21	: 3 1,2 kΩ
R22	: 1 560 Ω
R23	: 1 360 Ω
R24	: 1 680 Ω

Varie

1 quarzo da 4,194304 MHz
6 Commutatori mini-DIP a quattro elementi
6 Zoccoli per c.i. ad 8 piedini
1 Commutatore rotativo 2 x 6
1 Commutatore rotativo 3 x 4
1 Contattore a spinotti, a 21 poli
2 Circuiti stampati

Alimentatore

1 Trasformatore di rete 220 V/12 V, 0,7 A
1 Portafusibile
1 Fusibile di precisione 50 mA

IC8	: 1 µA 7812
IC9	: 1 µA 7805

2 Dissipatori termici SK 13

D36-D39	: 4 1N 4001
C18	: 1 330 nF
C19-C20	: 2 10 µF, 16 V, elettrolitici
C17	: 1 1000 µF, 25 V, elettrolitico

1 Circuito stampato

Elenco dei componenti per il preamplificatore 1

Semiconduttori

IC14	: 1 SN 7413
IC15	: 1 SN 74LS90
T2	: 1 40673
T3	: 1 2N 2219A
D44-D45	: 2 1N 4148

Condensatori

C35	: 1 100 pF
C36-C39	: 2 100 nF
C34	: 1 470 nF
C38-C40	: 2 2,2 µF, 16 V, tantalio
C37	: 1 10 µF, 16 V, tantalio

Resistori 0,125 W

R29	: 1 100 Ω
R31	: 1 330 Ω
R30	: 1 470 Ω
R26-R28	: 2 10 kΩ
R27	: 1 1 MΩ
P1	: 1 25 kΩ, trimmer, montaggio coricato

Varie

2 Circuiti stampati
1 Contattore a spinotti da 21 poli
1 Astuccio TEKO 371

spettivamente a livello "1" e "0", e pertanto entrambi non sono attivati. Solo dopo che è trascorsa la fase di conteggio, il piedino 12 di IC2 va a livello "1" e l'uscita Q5 (piedino 5) va a livello "0". La porta N2 manda a livello "0" l'ingresso "Store" e di conseguenza fa in modo che il nuovo stato del contatore venga trasferito nel registro del display.

IC2 divide ulteriormente gli impulsi di clock e perciò ora il piedino d'uscita 5 va a livello "1". Di conseguenza, la porta N3 commuta a livello "0". Quando il commutatore S1 si trova nella posizione "conteggio", lo stato della porta N3 genera un impulso a livello "1", tramite la porta N4. Viene così attivato l'ingresso di caricamento di IC6. Tramite le uscite 18...23 e gli ingressi BCD (piedini 11...14) viene analizzato, in funzionamento multiplex, lo stato dei commutatori S3...S8. Il registro di conteggio contenuto in IC6 viene ora portato nello stato corrispondente alla posizione dei commutatori.

In questa fase di conteggio, anche la porta logica N8 commuta a livello "1". Solo quando sarà concluso il ciclo "Load" (caricamento), il circuito di ritardo R3-C5 farà pervenire un livello "1" ai piedini 12 ed 11 di IC1 e rispettivamente di IC2. Questo impulso azzererà immediatamente il contenuto dei contatori IC1 ed IC2 e potrà perciò iniziare un nuovo ciclo di conteggio.

Il risultato di questo conteggio viene poi visualizzato sui display Di1...Di6. I resistori R7...R13 limitano la corrente nei segmenti dei visualizzatori a LED ed IC7 è il pilota di posizione delle cifre. Quando il commutatore S1 è nella posizione indicata sullo schema (posizione 1), IC6 conta in avanti; nella posizione "2" di questo commutatore, viene invece variato il potenziale al contatto 28 ed

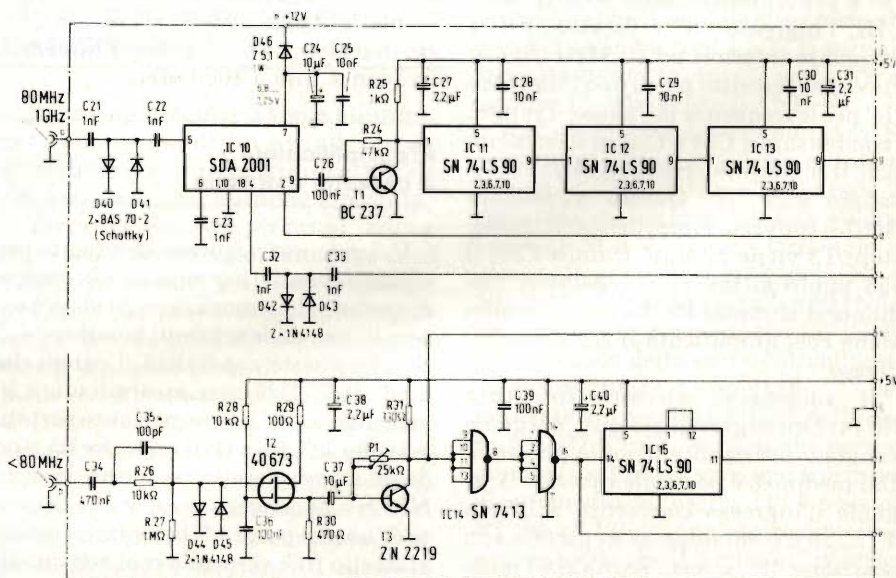



Fig. 2 - I due preamplificatori VVI (in basso) e VVII (in alto) sono costruiti in moduli separati, ma funzionano insieme, come descritto nel testo. Per questo motivo, la rappresentazione ha questo aspetto alquanto insolito.

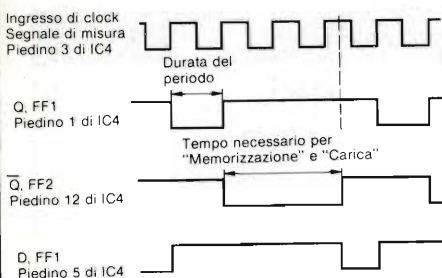



Fig. 3. Diagramma dei livelli del segnale pilota, quando viene misurata la durata del periodo.

il contatore conterà all'indietro a partire dal numero preprogrammato. Nella posizione "3", l'uscita della porta logica N4 viene portata a livello "1".

Con questo stato logico presente all'ingresso di caricamento (Load), viene visualizzato in permanenza il valore preprogrammato.

S2 è il commutatore delle portate di misura. La sezione S2a commuta, tramite le porte logiche N9...N11, le uscite del preamplificatore ed il collegamento di attivazione dell'ingresso dei preamplificatori. Il commutatore S2b fa accendere i LED per le indicazioni "kHz", MHz e μs/ms. La sezione S2c di questo commutatore posiziona infine la virgola decimale dei display a sette segmenti, a seconda del valore indicato.

I preamplificatori completano il frequenzimetro

Il frequenzimetro dispone di due gruppi preamplificatori. L'ingresso "a" è per le frequenze da 80 MHz ad 1 GHz; l'ingresso "b" è previsto per le frequenze inferiori ad 80 MHz (*figura* 2). Viene descritto per primo l'ingresso "b" per le frequenze più basse. Tramite i condensatori C34 e C35 ed il resistore R26, il segnale raggiunge il MOSFET a doppio gate T2. Questo transistore (40673) converte l'impedenza. Il transistore T3 viene pilotato tramite C37: il suo punto di lavoro è regolabile mediante il trimmer P1. In questo stadio viene così amplificato il segnale d'ingresso.

Il successivo circuito integrato (IC14) è un trigger di Schmitt, del quale vengono utilizzati entrambi gli stadi. Dal piedino 6 è possibile ricavare il segnale d'ingresso convertito ai livelli TTL. Se il commutatore di portata è in posizione "1", questo segnale ad onda quadra raggiunge il contatore, tramite l'uscita "e" e la porta N11 in conduzione. Con questo circuito potranno essere misurate frequenze fino ad 1 MHz. Per frequenze superiori, la frequenza d'ingresso dovrà essere divisa. Con il collegamento scelto per IC15 in questa condizione, la frequenza del segnale presente all'uscita "e" viene divisa per 10 dal 74 LS 90, e poi il segnale risultante potrà essere prelevato dall'uscita "f".

Portando il commutatore di portata in posizione "2", la porta logica N10 viene portata in conduzione. Ora potranno essere misurate frequenze fino a 10 MHz. Per frequenze superiori a questo valore, è necessaria un'ulteriore divisione. Allo scopo il segnale presente al transistore T3 viene applicato ad IC10 dell'altro preamplificatore d'ingresso , tramite i condensatori C33 e C32. L'SDA 2001 è costruito in tecnica ECL ed è di conseguenza adatto alle alte frequenze. Questo circuito integrato ha due ingressi (piedini 4 e 5); se il commutatore di portata è in posizione "3", viene attivato l'ingresso 4.

IC10 divide la frequenza d'ingresso per 64; il successivo transistore T1 converte il livello ECL in TTL. I circuiti di IC11...IC13 sono di tipo un pò insolito. Ciascuno di questi 74LS90 divide per 2,5 (questo rapporto è determinato dal circuito esterno). Ciò permetterà di ottenere un rapporto di divisione globale di IC10...IC13 pari a 1000.

Alle frequenze molto elevate (a partire da circa 80 MHz), la sensibilità d'ingresso diminuisce fortemente. Di conseguenza, il segnale d'ingresso dovrà essere collegato all'ingresso "a" del secondo preamplificatore. Il commutatore S2 dovrà essere in posizione "4" ed invierà un livello "1" al piedino 2 di IC10. L'ingresso "a" del preamplificatore sarà attivato tramite il collegamento 5. Applicando il segnale a questo ingresso, potranno essere misurate frequenze fino a 1000 MHz.

Preamplificatore a cassetto estraibile

Volendo usare questo strumento per contare eventi o per misurare la durata di periodi, il commutatore S1 dovrà essere in una delle seguenti posizioni: 4, 5 o 6. In queste condizioni, i catodi dei diodi D27...D29 non saranno più a livello logico "1". Viene pertanto portato a livello "0", tramite il resistore R5, uno degli ingressi delle tre porte logiche N5...N7; di conseguenza, anche le uscite di queste porte AND commuteranno al livello "0": verranno così attivati gli ingressi "Memorizzazione" e "Blocco del conteggio".

Gli impulsi che provengono dal contatore di eventi raggiungono, tramite il contatto 16 del bus, l'ingresso di conteggio del preamplificatore 3, attraversando prima la porta logica N12, collegata come invertitore. Questo mudulo è un amplificatore di tensione continua con il comportamento caratteristico di un trigger di Schmitt. Per effettuare le misure descritte in questo paragrafo, le porte logiche collegate al terminale 16 del circuito stampato principale hanno una resistenza elevata (collettore aperto), ed anche il preamplificatore 3 ha un'uscita a "collettore aperto".

Le posizioni 4 e 5 del commutatore S1b, determinano se il conteggio degli impulsi deve avvenire in avanti oppure all'indietro, cioè se gli impulsi dovranno essere sommati oppure sottratti. Se, con questo commutatore predisposto in "programmazione", viene impostato un determinato valore numerico, riportando il commutatore in posizione "conteggio eventi all'indietro" sarà possibile, per esempio, contare una serie di eventi a partire dal numero impostato fino a zero (per esempio contare componenti fissati su un nastro per il montaggio automatico su circuiti stampati). I contatti del commutatore S2a sono normalmente collegati al potenziale di massa, cosicchè gli ingressi provenienti dai preamplificatori (porte logiche N9...N11) sono bloccati: rimarranno pure spenti i LED dei segmenti e delle virgole del display a sette segmenti.

Il preamplificatore 3 (descritto nel prossimo paragrafo) viene anche uti-

Elenco dei componenti per il preamplificatore 2

Semiconduttori

IC10	: 1 SDA 2001
IC11-IC13	: 3 SN 74LS90
D40-D41	: 2 BAS 70-2
D42-D43	: 2 1N 4148
D46	: 1 diodo zener da 5,1 V, 1 W
T1	: 1 BC 237

Condensatori

C21-C23, C32-C33, C25-C28	: 5 1 nF
C30	: 4 10 nF ceramici
C26	: 1 100 nF ceramico
C27-C31	: 2 2,2 μF, 16 V, tantalio
C24	: 1 10 μF, 16 V, tantalio

Resistori 0,125 W

R25	: 1 1 kΩ
R24	: 1 47 kΩ

Varie

2 Circuiti stampati
1 Contattore a spinotti a 21 poli
1 Astuccio TEKO 372

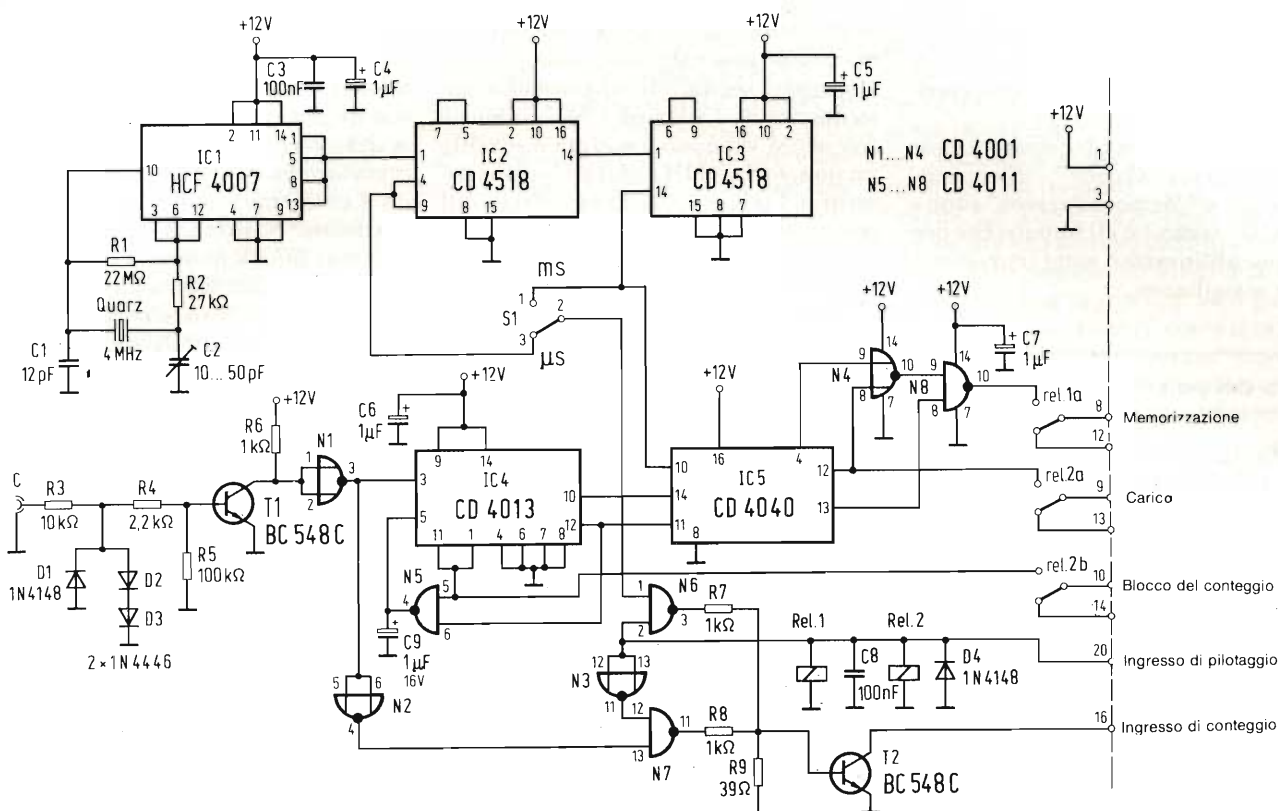



Fig. 4. Anche il circuito è professionale. Due relè pilotano le funzioni di misura.

lizzato per misurare la durata del periodo di una tensione alternata a bassa frequenza. Il commutatore di funzione S1 dovrà in questo caso essere ruotato in posizione 6. Al terminale No. 20 del bus è presente una tensione di 12 V, con la quale viene eccitato un relè. Quando viene utilizzato il preamplificatore No. 3, non sono necessari i tre ponticelli di filo che collegano i terminali 8 e 12, 9 e 13, 10 e 14: infatti, questi collegamenti verranno stabiliti, a seconda della necessità, dai contatti del relè. Quando il commutatore S1a è in posizione 6, gli ingressi di pilotaggio dell'MK50398 vengono pilotati dai contatti del relè in modo che la durata del periodo possa essere misurata in µs/ms. Il LED D33, il quale indica che la misura viene effettuata in µs/ms, riceve corrente tramite il resistore R21. Un punto decimale si accenderà nel display Di4 (tramite il diodo D35 ed il resistore R22) per dividere le cifre dei millisecondi da quelle dei secondi. Utilizzando i collegamenti al bus, l'ingresso a collettore aperto al terminale 16, il segnale di pilotaggio a 12 V del terminale 20, nonchè i tre ponticelli, è anche possibile aggiungere al circuito moduli studiati per scopi particolari (è possibile, per esempio, collegare due barriere fotoelettriche per far commutare un flip flop, il quale a sua volta pilota il terminale che serve a bloccare il conteggio: in questo caso l'apparecchio potrebbe funzionare come cronografo per tempi brevi).

Preamplificatore N. 3

Il preamplificatore 3 viene utilizzato per contare eventi (in avanti, oppure all'indietro) e per misurare le durata dei periodi di una tensione alternata.

Verranno descritti per primi i segnali presenti nel circuito di misura degli eventi. In questo caso, il preamplificatore ha il compito di migliorare la pendenza dei fianchi dei segnali provenienti dai trasduttori di conteggio, in modo che il contatore possa funzionare senza inconvenienti. Affinchè possano essere misurate anche frequenze estremamente basse (durate dei periodi molto lunghe), è stato utilizzato un preamplificatore per corrente continua. Il segnale di misura raggiunge il transistore T1, tramite la boccola d'ingresso "c" del preamplificatore No. 3 ed i resistori R3 ed R4. I diodi D1...D3 limitano le ampiezze dei segnali. Il segnale amplificato da T1 attraversa la porta logica CMOS N1, che ha le proprietà di un trigger di Schmitt. A questo punto, risulterà disponibile una tensione ad onda quadra di 12 V, che potrà essere ulteriormente elaborata. Per ottenere questo segnale all'uscita del CMOS, è sufficiente che il segnale d'ingresso abbia un livello tra 0 ed 1,5 V. Il segnale viene trasferito, tramite la porta N2, al piedino 13 della porta NAND N7.

Nelle posizioni del commutatore S1 relative al conteggio degli eventi in avanti ed all'indietro, al terminale 20 della fila di contatti del bus c'è una tensione di 0 V. Questo terminale 20 viene collegato alle porte logiche N3 ed N6. All'uscita della porta NAND N6 ci sarà perciò in permanenza un livello "1". A causa della porta N3, collegata come invertitore, c'è un livello "1" permanente anche al piedino 12 della porta NAND N7. Gli impulsi che pervengono al piedino 13 vengono trasmessi direttamente all'uscita 11. I resistori R7, R8 ed R9 devono essere dimensionati in modo che il livello "1" al terminale di R7 ed il segnale che commuta continuamente tra "0" ed "1", presente ai terminali del resistore R9, diano origine a due livelli di tensione che man-

dano in conduzione od interdicono T2 (collettore aperto). Tramite il terminale 16 del bus, questi impulsi vanno all'ingresso di conteggio sul circuito stampato principale.

In queste posizioni del commutatore S1, gli ingressi "Carica", "Blocco del conteggio" e "Memorizzazione" sono a livello "0", cosicchè gli impulsi che pervengono all'ingresso sono immediatamente visualizzati.

Misura del periodo

La durata del periodo è uguale al reciproco della frequenza (T = 1/f) e viene di solito misurata in millisecondi oppure in microsecondi. Allo scopo, dovranno essere generati, in questo circuito stampato, segnali di sincronismo con frequenza di 1 kHz ed 1 MHz. Queste frequenze vengono generate mediante un quarzo da 4 MHz ed il circuito esterno di IC1 (HCF 4007). I normali circuiti integrati del tipo CD-40xx non producono impulsi con fianchi sufficientemente ripidi. Questo segnale (frequenza 4 MHz) viene diviso per 4 nella prima parte di IC2: la frequenza risultante sarà disponibile al piedino 4. Nella seconda parte di IC2 (tra il piedino 9 ed il piedino 14) la frequenza viene divisa ancora per 10. Successivamente, il segnale passa ad un secondo circuito integrato tipo CD 4518, del quale vengono usati entrambi i divisori decimali. All'uscita (piedino 14) ci sarà la frequenza di 1 kHz (periodo 1 ms). Uno dei due segnali (da 1 kHz o da 1 MHz, a scelta) verrà applicato, tramite il commutatore µs/ms, alla porta N6. Quando il commutatore di funzione S1 è in posizione "misura del periodo", c'è una tensione di 12 V al terminale 20 del bus, e perciò la porta logica N6 sarà in conduzione e bloccherà la porta logica N7, tramite l'invertitore N3. In questo modo, gli impulsi "ms" o "µs" pervengono al resistore R7, in forma di segnali di sincronismo a 12 V, mentre ai capi del resistore R8 c'è un livello costante di 12 V. La frequenza di 1 kHz oppure quella

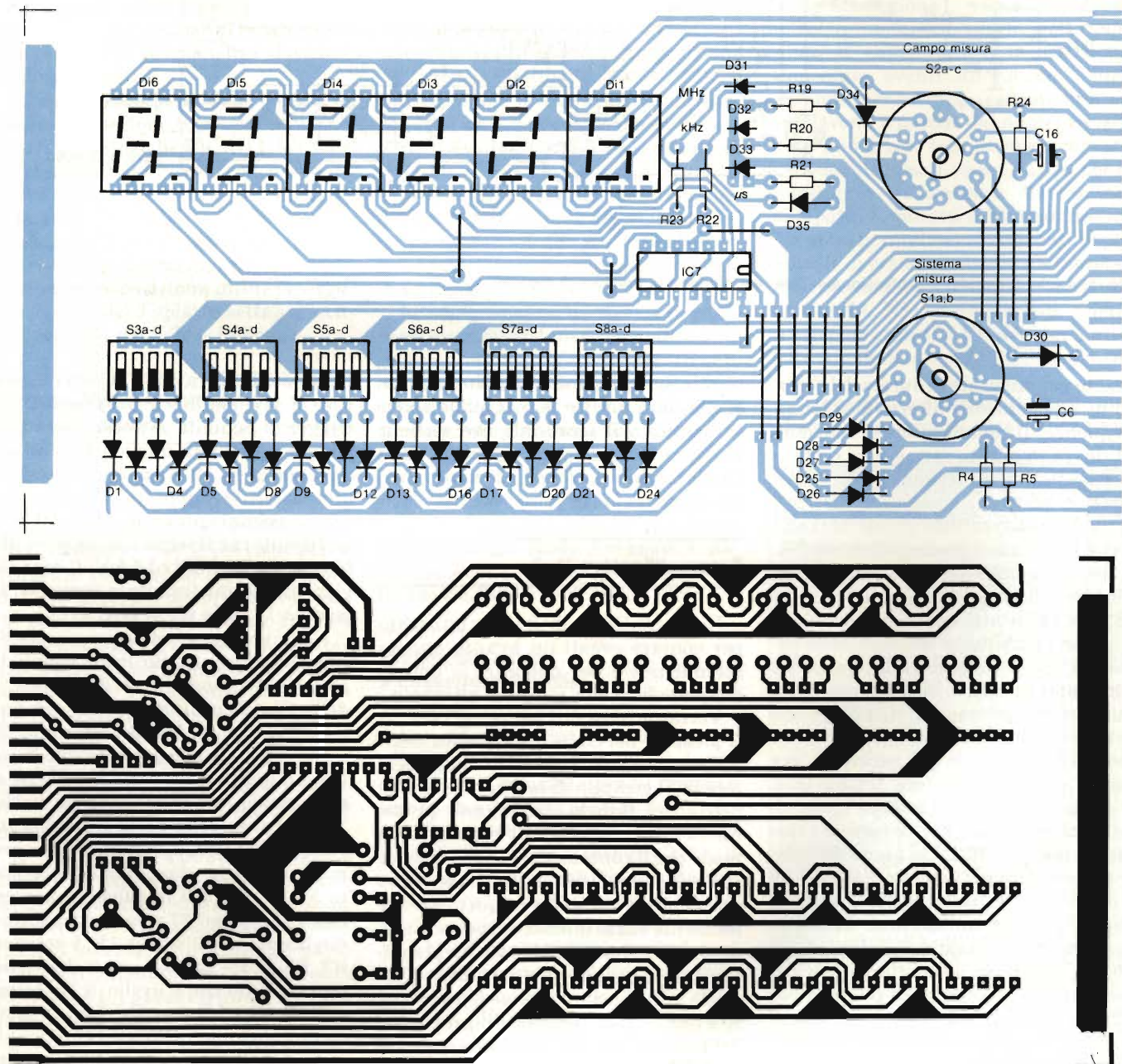



Fig. 5. Piste di rame e disposizione dei componenti sul circuito stampato del display.

di 1 MHz raggiungerà, tramite T2, l'ingresso di conteggio che corrisponde al terminale 16 del bus.

Ora dovranno essere variati in modo corretto i segnali "Blocco del conteggio", "Memorizzazione" e "Carica". La tensione di 12 V aziona i relè, che commutano i collegamenti "Memorizzazione", "Carica" e "Blocco del conteggio". Questi segnali vengono generati nel circuito del preamplificatore 3.

Per illustrare come avviene il pilotaggio del contatore, verrà ora descritto un ciclo completo di misura.

IC4 (4013) contiene due flip flop tipo D, che sono i più importanti componenti di pilotaggio del ciclo. Il piedino 5 è l'ingresso dati (D) del primo flip flop. Questo piedino è mantenuto costantemente a livello "0". L'ingresso di misura è collegato al piedino 3, che è l'ingresso di clock del primo flip flop. Con il fianco di commutazione da "0" ad "1", immediatamente successivo, il primo flip flop cambierà stato e la sua uscita Q1 (piedino 1) passerà al livello "0". Questo piedino è collegato, tramite il relè, al terminale "Blocco del conteggio" del bus. Mentre permane questo livello "0", il contatore conta i "μs" od i "ms". L'ingresso di clock del secondo flip flop (ingresso di clock 2, piedino 11) è collegato all'uscita Q1. Poichè anche questo flip flop può commutare soltanto quando avviene una transizione da "0" ad "1", il suo stato non è variato e la sua uscita Q2 è ancora a livello "1". Poichè Q1 ha cambiato stato, l'uscita della porta N5 è passata a livello "1". Questo livello "1" è applicato all'ingresso D del primo flip flop. Quando avverrà un'altra transizione del livello del segnale da "0" ad "1" (alla fine di un periodo completo), l'uscita del flip flop 1 commuterà allo stato "1". Scomparirà così il livello "0" all'ingresso "Blocco del conteggio". In corrispondenza a questo secondo fronte di commutazione "0"-"1". verrà attivato il secondo flip flop, tramite il piedino 11. Poichè l'ingresso dati D2 del piedino 9 è collegato a 12 V, l'uscita $\overline{Q2}$ assumerà il livello "1". In questo circuito viene utilizzata l'uscita $\overline{Q2}$, cioè l'uscita invertita che corrisponde al piedino 12. Il livello "0" di questa uscita viene utilizzato due volte. Esso serve dapprima a pilotare la porta N5, cosicchè la sua uscita, e pertanto anche l'ingresso D-1 del primo flip flop, rimarranno d'ora in poi a livello "1". La successiva commutazione da "0" ad "1" all'ingresso di sincronismo non avrà perciò nessuna conseguenza. Questa interruzione sarà operante fintanto che non sarà terminato il ciclo di visualizzazione del valore misurato.

Il livello "0" all'uscita $\overline{Q2}$ viene anche utilizzato per far partire il contatore. Il livello "1" al piedino 11 di IC5 ha mantenuto finora lo stato di reset al contatore (CD 4040). Quando il livello logico passa a "0", il contatore viene fatto avanzare dal segnale con frequenza di 1 kHz. Dalle uscite 4, 13 e 12 (Q6, Q7 e Q8), esce la frequenza rispettivamente divisa per 2 alla sesta, 2 alla settima e 2 all'ottava potenza. Questi tre conduttori possono dar luogo ad otto combinazioni binarie. Quando verrà raggiunto lo stato binario "2", le porte logiche N4 ed N8 saranno pilotate in modo tale che all'uscita "Memorizzazione" appaia un livello "0": in questa condizione, gli impulsi di clock appena contati vengono inseriti nel registro del visualizzatore. Durante le fasi di conteggio da "4" a "7", l'uscita Q8 rimane a livello "1" e fa sì che pervenga al contatto 9 del bus l'impulso di "Carica". Quando il contatore raggiunge lo stato "8", un impulso "1" perviene all'uscita Q9, che è il piedino 14 di IC5: con questo impulso, applicato al piedino 10, viene resettato il flip flop 2. L'uscita $\overline{Q2}$ di questo flip flop va a livello "1" ed in questo modo il contatore viene immediatamente azzerato. Il piedino 6 della porta NAND N5 commuta al livello "1", cosicchè solo ora, dopo che è trascorso l'impulso di pilotaggio per il contatore, l'ingresso D del primo flip

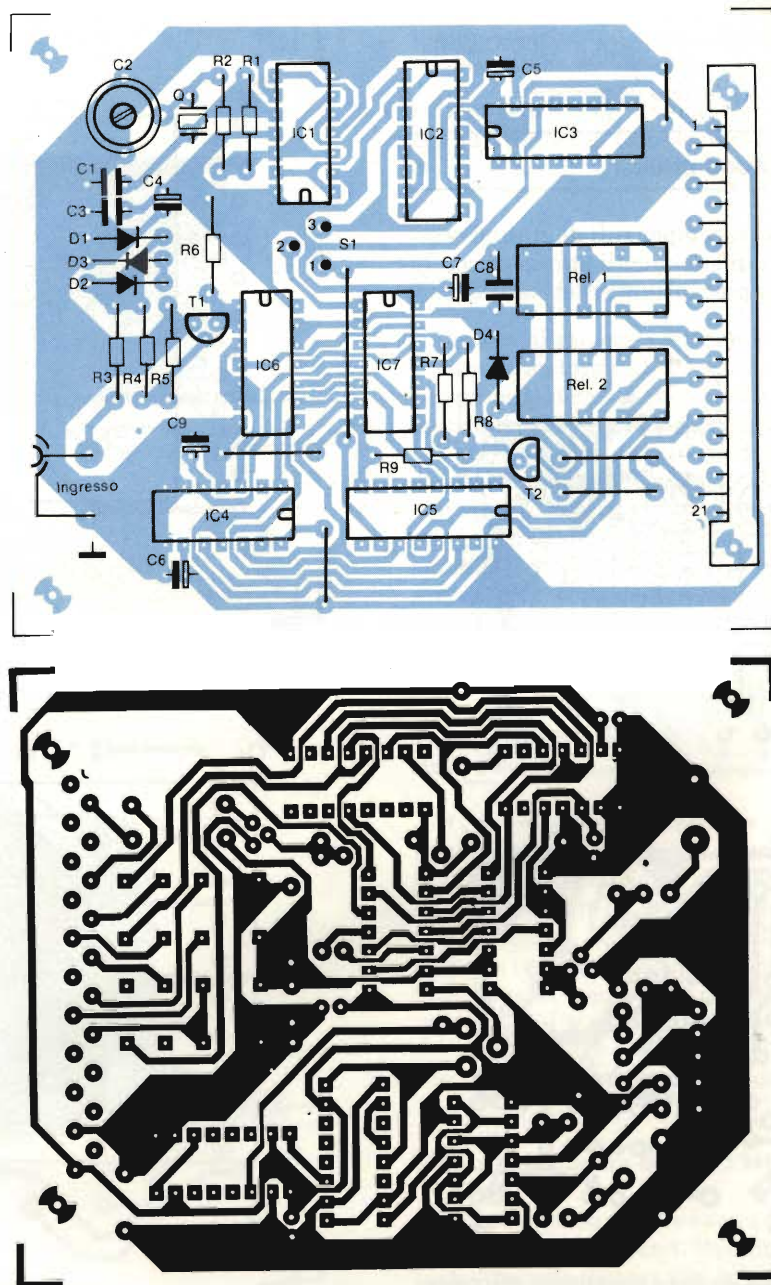



Fig. 6. Piste di rame e disposizione dei componenti sul circuito stampato del preamplificatore N. 3.

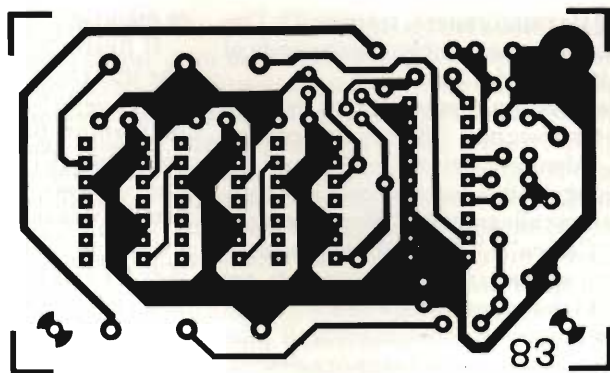
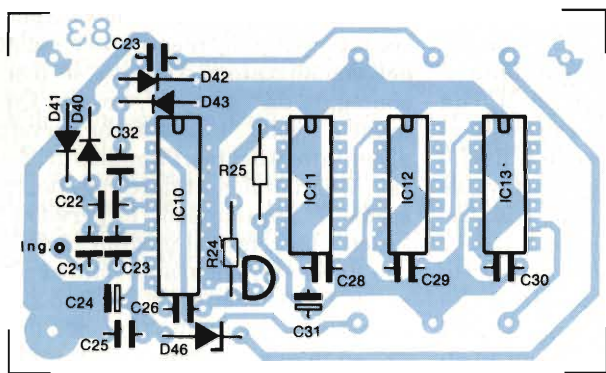



Fig. 7. Piste di rame e disposizione dei componenti sul circuito stampato del preamplificatore N. 2 (per frequenze maggiori di 80 Hz).

flop può tornare al livello "0". Quando il livello del segnale d'ingresso commuterà nuovamente da "0" ad "1", inizierà un nuovo ciclo di misura.

Costruzione pratica

I diversi componenti dovranno essere montati sui circuiti stampati con le normali precauzioni e nel consueto or-

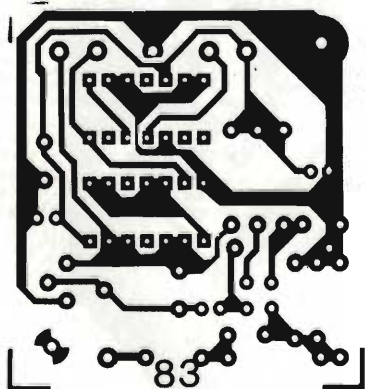
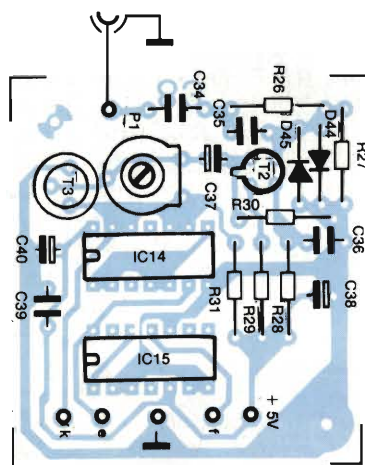



Fig. 8. Piste di rame e disposizione dei componenti sul circuito stampato del preamplificatore No. 1 (per frequenze minori di 80 MHz).

Preamplificatore I

Preamplificatore II

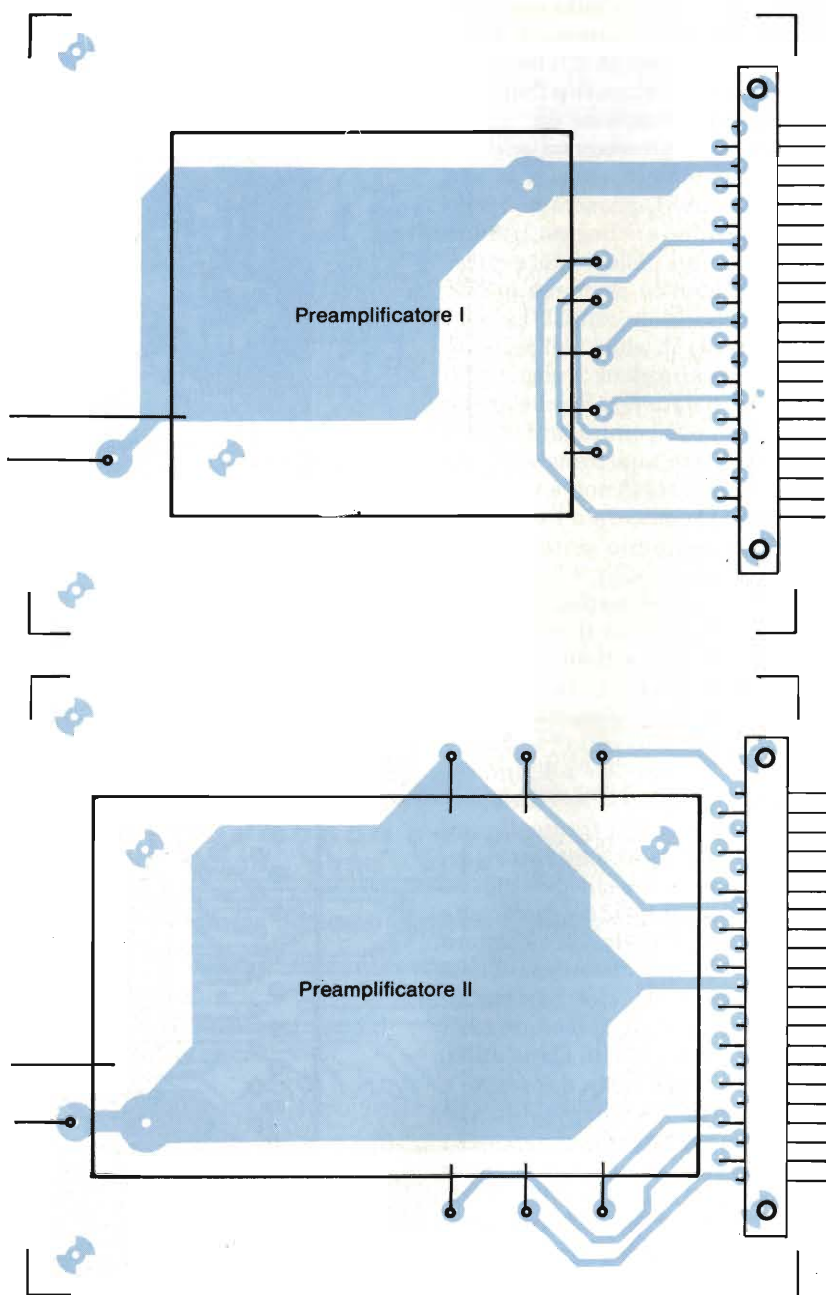
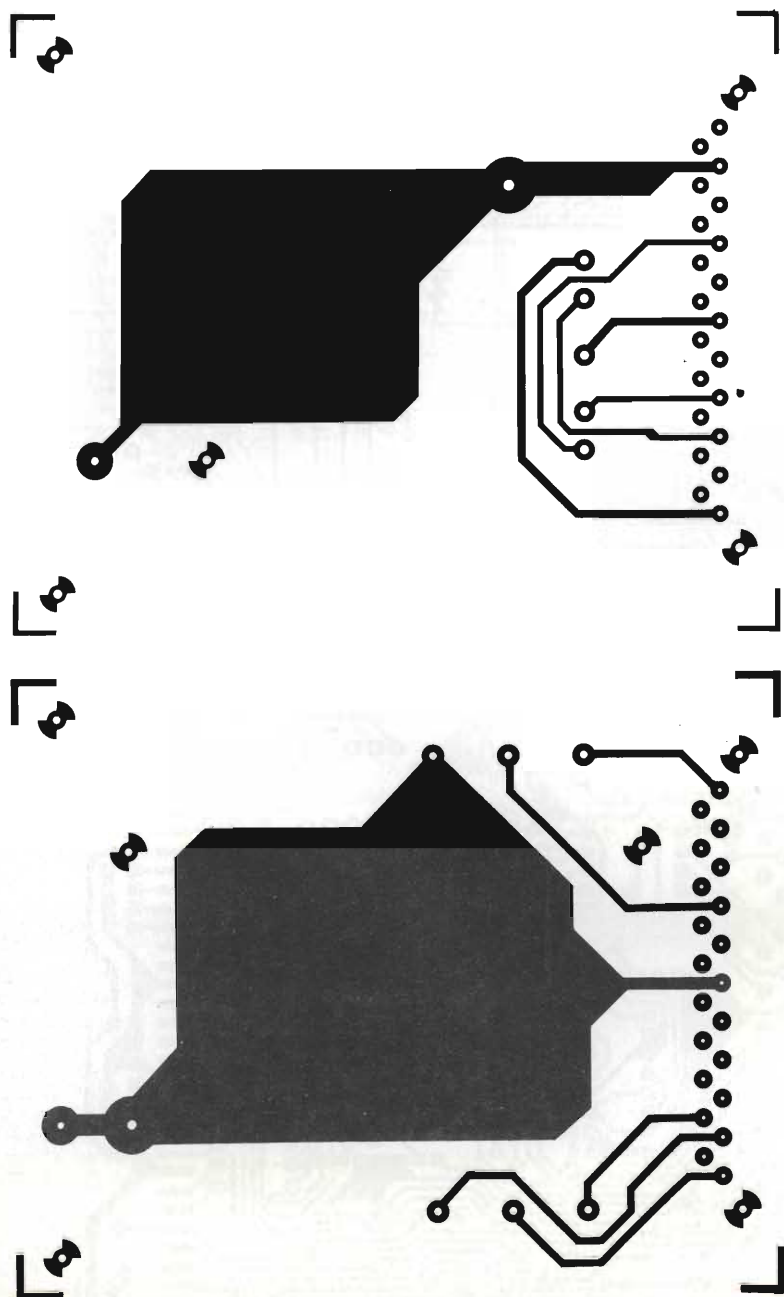



Fig. 9. Collegamento ai connettori dei preamplificatori 1 e 2.

dine (prima i componenti di profilo più basso e poi, via via, quelli più ingombranti). E' necessario fare attenzione a montare con il giusto orientamento i componenti polarizzati. Il condensatore montato tra i due dissipatori termici dell'alimentatore non dovrà toccare questi ultimi. Il mobiletto dovrà essere munito di apposite guide nelle quali verranno inseriti i circuiti stampati finiti. I componenti dovranno essere montati in modo da ridurre al minimo possibile l'ingombro in altezza. Il circuito stampato sul quale sono montati i display e gli interruttori DIL (inseriti su zoccoli) dovrà essere fissato al pannello anteriore mediante gli alberini dei potenziometri.

I due preamplificatori (I e II) dovranno essere inseriti ciascuno in un astuccio metallico che funziona da schermo.

I tre preamplificatori dovranno essere costruiti in modo da poter essere inseriti, come cassetti, in una serie di cave praticate sul pannello frontale, e dovranno essere muniti ciascuno di un apposito connettore maschio che andrà ad infilarsi in una presa montata all'interno del mobile dello strumento. Osservando attentamente le fotografie pubblicate, non dovrebbe essere difficile montare questo apparecchio.

Taratura

Per ottenere la massima sensibilità, è necessario tarare il preamplificatore. Allo scopo, dovrà essere collegata, all'ingresso B dell'amplificatore, una tensione a frequenza di circa 1 kHz ed ampiezza di circa 1 Veff, controllando la cifra che appare sul display. Diminuire poi gradualmente l'ampiezza dell'onda d'ingresso, regolando ogni volta il trimmer P1, in modo che la frequenza indicata rimanga sempre la medesima. In questo modo è possibile raggiungere la sensibilità massima di 15 mV.

Istruzioni per l'azionamento

In questo paragrafo sono elencate, in forma di tabella, tutte le istruzioni necessarie per utilizzare questo strumento.

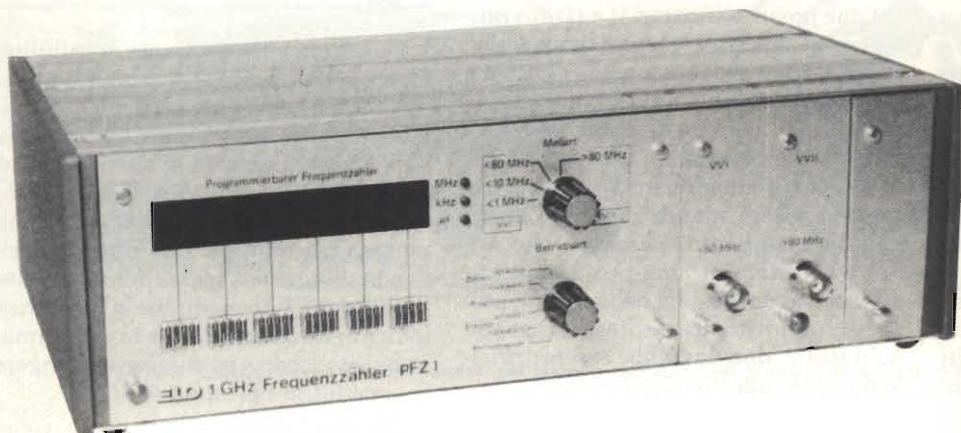
Conteggio di impulsi

Il cavo di misura viene collegato al preamplificatore 3. Il commutatore di funzione S1 deve essere disposto in una delle due posizioni di "conteggio eventi", scegliendo la possibilità di contare in avanti oppure all'indietro. In precedenza deve essere stato prestabilito il valore finale del conteggio, portandò il commutatore S1 nella posizione "programmazione". Gli impulsi vengono contati quando il livello logico del segnale commuta da "0" ad "1".

Misura della frequenza, dalla c.c. a circa 1 kHz

Il cavo di misura deve essere collegato al preamplificatore 3. Il commutatore di funzione (S1) dovrà essere portato in posizione "durata del periodo". L'unità di tempo, secondo la quale verrà indicato il risultato della misura, potrà essere scelta mediante il commutatore montato sul terzo cassetto: la durata del periodo verrà così indicata in millisecondi oppure in microsecondi.

Misura di frequenze fino ad 1 MHz

Il cavo di misura deve essere collegato al preamplificatore 1. Il commutatore di funzione deve essere in posizione "conteggio" (con possibilità di scelta tra conteggio in avanti oppure all'in-

Il montaggio ha un aspetto professionale

dietro). La frequenza di riferimento preprogrammata può essere controllata portando il commutatore S1 in posizione "programmazione". Il commutatore di portata (S2) deve rimanere in posizione "<1 MHz".

Misura di frequenze fino a 10 MHz

La misura deve essere eseguita come nel caso delle frequenze <1 MHz, ma il commutatore di portata (S2) dovrà essere disposto nella posizione "<10 MHz".

Misura di frequenze fino ad 80 MHz

La misura deve essere eseguita come per <1 MHz, ma con il commutatore di portata (S2) in posizione "<80 MHz. E' necessario che il cassetto del preamplificatore 2 sia inserito nel suo alloggiamento, ma il cavo di misura dovrà essere collegato al preamplificatore 1.

Misura di frequenze maggiori di 80 MHz

La misura dovrà essere eseguita come nei casi precedenti, collegando però il cavo di misura al preamplificatore 2. Il commutatore di portata (S2) dovrà essere in posizione ">80 MHz". Il cassetto del preamplificatore 2 dovrà essere inserito nel suo alloggiamento.

Esempio pratico

Questo contatore può essere utilizzato, per esempio, per indicare diretta-

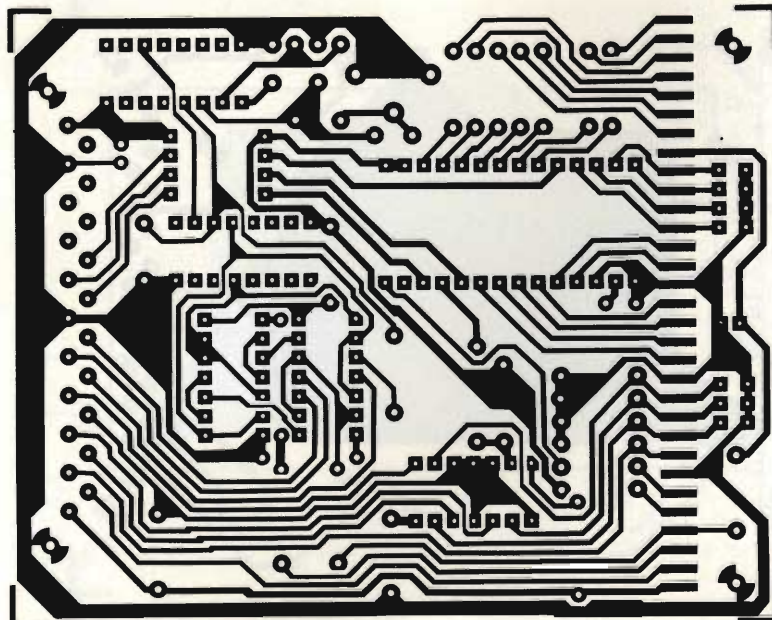
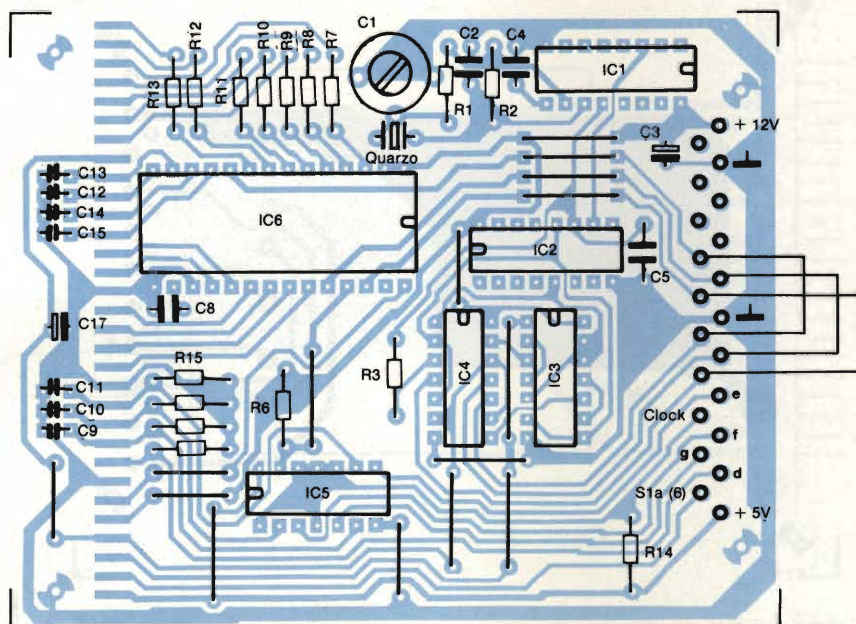



Fig. 10. Piste di rame e disposizione dei componenti sul circuito stampato principale.

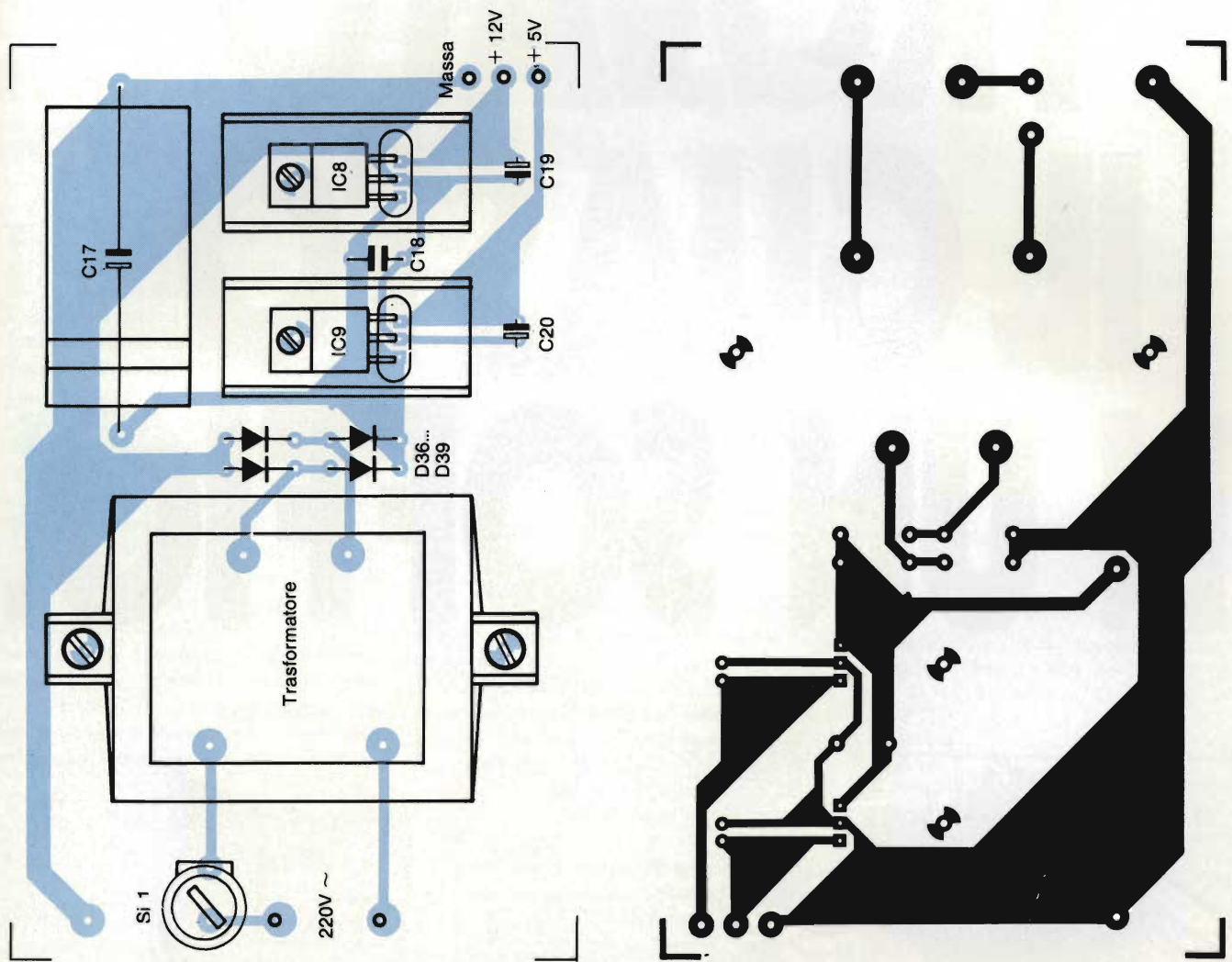



Fig. 11. Piste di rame e disposizione dei componenti sul circuito stampato della sezione alimentatore.

mente la frequenza sulla quale è sintonizzato un radioricevitore supereterodina. Per ottenere questa indicazione, dovrà essere applicata al contatore la frequenza dell'oscillatore locale. Il contatore dovrà essere predisposto in modo da indicare la frequenza di oscillatore locale alla quale sia stato sottratto il valore della media frequenza del ricevitore

Esempio:

Media frequenza: 460 kHz

Frequenza della stazione ricevuta: 1000 kHz

In questo caso, la frequenza dell'oscillatore locale deve essere di 1460 kHz. Il contatore viene regolato a 9540,00 kHz e predisposto per contare in avanti. Verrà così contata la frequenza dell'oscillatore locale, cioè i primi 460.000 impulsi porteranno il contatore a zero; i restanti 1.000.000 impulsi daranno l'indicazione 1,00000 MHz. ■

Elenco dei componenti

Semiconduttori
IC6: 1 CD 4001
IC7: 1 CD 4011
IC4: 1 CD 4013
IC5: 1 CD 4040
IC3: 2 CD 4518, IC 2
IC1: 1 HCF 4007
T1, T2: 2 BC 548C
D1, D4: 2 1N 4148
D2, D3: 2 1N 4446

Condensatori
C1: 1 12 pF
C3, C8: 2 100 nF
C4, C5,
C6, C7, C9: /5 1 μF/16 V
C2: 1 10...50 pF (compensatore)

Resistori, 0,125 W
R9: 1 39 Ω
R6, R7, R8: 3 1 kΩ
R4: 1 2,2 kΩ
R3: 1 10 kΩ
R2: 1 27 kΩ
R5: 1 100 kΩ
R1: 1 22 MΩ

Varie
2 Relè con due scambi
1 Quarzo, 4,0 MHz
1 Circuito stampato
1 Connettore a spina lineare a 21 contatti
2 Viti M 2,6 x 10
2 Dadi M 2,6
1/2 m Trecciola isolata
20 cm Filo argento

TROVATO IL GUASTO IN UN SOFFIO.

Le lunghe ricerche del componente guasto sono entrate nel passato. Ora basta un getto di refrigerante RFG 101 BITRONIC e il componente sospettato non ha scampo, si mette in mostra da sè.

Il principio è basato sulla reazione al freddo dei condensatori, delle resistenze, dei diodi, dei semiconduttori.

Il RFG 101 con la rapidità e la sicurezza che offre, è indispensabile per l'immediata localizzazione dei guasti e trova applicazioni non solo nel campo delle riparazioni radio-TV e apparecchiature elettroniche, ma anche nelle fasi di ricerca e sviluppo dei semiconduttori, dei computers, dell'automazione.

Ingredienti: fluoro-cloro-carburi 100%
Punto di ebollizione: –30 °C
Pressione collaudo bombola vuota: 14 Atm.
Temperatura collaudo bombola piena: 50 °C
Pressione max bombola a 50 °C: 11 Atm.
Non infiammabile
Confezionato a norme CEE

BITRONIC®
electro chemical development

Per informazioni indicare **Rif. P 14** sul tagliando

TUTTE LE FUNZIONI AUDIO REGOLATE CON IL CIRCUITO INTEGRATO TDA 4292

Martin Schneider

Il circuito integrato TDA 4292 permette di regolare molte funzioni audio. Queste regolazioni, essendo realizzate in corrente continua, non richiedono cavetti schermati, e pertanto i relativi comandi possono essere posizionati in qualsiasi punto dell'apparecchiatura, senza pericolo che possano essere disturbati da segnali spuri.
In questo articolo viene presentato un circuito applicativo di questo integrato.

Il circuito integrato TDA 4292 (Siemens) è progettato secondo le norme Hi-Fi DIN 45 500 ed IEC 2683. Grazie al grande numero delle funzioni di cui dispone, questo componente permette molte applicazioni pratiche (*figura 1*).

La possibilità di regolare i toni alti, i toni bassi, il bilanciamento stereo ed il volume, nonchè di ampliare la base stereo e di ottenere la regolazione fisiologica del volume (loudness), mediante tensioni continue di pilotaggio, permette di posizionare ovunque gli elementi di comando audio, senza che sia necessario collegarli mediante cavetti schermati. In questo modo è possibile telecomandare le varie funzioni, perchè le tensioni di regolazione sono continue e possono essere prodotte molto facilmente. Questo componente può essere applicato, per esempio, nei sistemi sintonizzatori comandati mediante microcomputer, muniti di convertitore D/A. Per eliminare la rumorosità che si sente quando i segnali di bassa frequenza vengono regolati mediante potenziometri, il cui cursore fa un cattivo contatto, sarà sufficiente collegare semplicissimi disaccoppiatori capacitivi sui conduttori che portano le tensioni di regolazione al TDA 4292.

Applicazioni		Particolarità	Funzioni
Televisori	TDA4292	Possibilità telecomando	Toni alti
Impianti Hi-Fi		Allargam. base stereo	Toni bassi
Radio portatili		Circuito fisiologico	Bilanciamento
Autoradio		Tensione di riferimento	Volume
		Ampia possibilità di variare la tens. di alimentaz.	Lineare/fisiolog.
		Soppressione del crepitio di inserzione	Allargamento base stereo

Fig. 1. Panoramica sulle molteplici possibilità di impiego del TDA 4292.

Nei circuiti pratici sono necessari meno componenti

Il circuito illustrato in *figura 2* può essere montato, con tutti i componenti accessori, su un circuito stampato avente dimensioni di 8 x 9 cm. Tramite i condensatori di accoppiamento C1 e C2, collegati ai piedini 22 e 4, il segnale audio d'ingresso raggiunge il regolatore dei toni bassi. La resistenza d'ingresso è di circa 14 kΩ.

Fig. 2. Circuito pratico, che permette le seguenti funzioni: regolazione del volume, regolazione dei toni (separatamente per i toni alti ed i toni bassi) e bilanciamento. E' possibile inoltre allargare la base stereo ed inserire la regolazione fisiologica del volume ("loudness").

	Regolat. toni bassi			Regolat. toni alti			
Capacità		68			1,8		nF
Tolleranza	-20	0	+20	-20	0	+20	%
V regolaz.	Variazione del guadagno						
0	-13,5	-12	-11	-11	-12	-13,5	dB
Vrif/2	0	0	0	0	0	0	dB
Vrif	+13,5	+12	+11	+11	+12	+13,5	dB

Fig. 3. Effetti della tensione di regolazione, del guadagno e della tolleranza dei componenti, e loro interdipendenza.

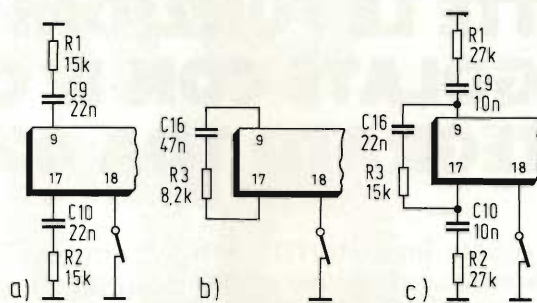



Fig. 4. Sono disponibili tre versioni circuitali per allargare la base stereo. Ciascuna versione ha i suoi pregi; tuttavia, quando si voglia autocostruire il circuito, sarà opportuno scegliere la versione c.

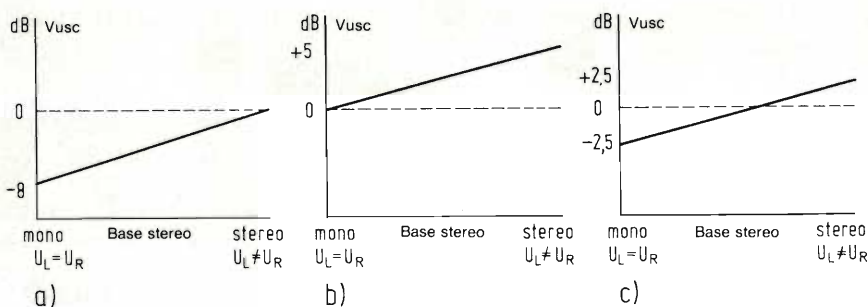



Fig. 5. Effetto dell'allargamento della base stereo sul livello d'uscita. La linea tratteggiata corrisponde a "base stereo normale".

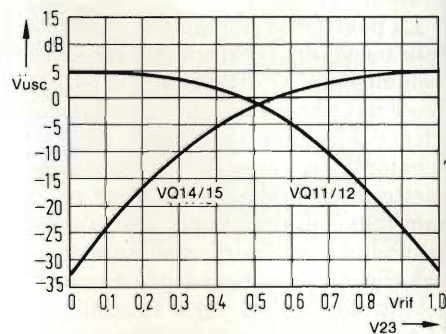



Fig. 6. Campo di regolazione del potenziometro di bilanciamento P3 e suo effetto sulle du[e] uscite dei canali sinistro e destro.

Con un livello effettivo del segnale d'ingresso di 500 mV, l'immunità alle tensioni di disturbo con Va = Ve (regolazione del volume al massimo) è pari a 72 dB. Livelli d'ingresso minori peggiorano la cifra di immunità ai disturbi.

La tensione di alimentazione (piedino 16) è disaccoppiata mediante un condensatore elettrolitico da 100 nF collegato a massa, cioè al piedino 10. Il campo entro il quale è possibile variare la tensione d'ingresso si estende da 8 a 15,75 V ma, se possibile, dovrebbero essere scelti i valori più elevati, in quanto così verranno meglio pilotate le funzioni del circuito.

Il condensatore collegato al piedino 13 serve ad eliminare i crepitii che si sentono quando viene data corrente. Dopo che è stata collegata la tensione di alimentazione, un circuito di ritardo permetterà l'uscita delle tensioni a bassa frequenza soltanto quando i punti di lavoro nel componente saranno stabilizzati. Il valore della capacità determina il tempo di ritardo, che potrà essere adattato alle diverse circostanze.

I condensatori C3 e C4 influenzano le frequenze più basse, mentre C5, e rispettivamente C6, determinano il comportamento alle frequenze elevate. La *figura 3* mostra come dipendono tra loro la tensione di regolazione, il guadagno, e le tolleranze delle capacità.

La tensione di pilotaggio per il regolatore dei toni bassi viene applicata al piedino 3, mentre quella per regolare i toni alti viene applicata al piedino 2. La corrente assorbita da ciascun ingresso di regolazione è di circa 7 μA. Per produrre la tensione di pilotaggio viene utilizzata la tensione di riferimento Vrif = 4,8 V, che viene prelevata dal piedino 1. Questa tensione è stabile nei confronti delle oscillazioni della tensione di alimentazione e permette di assorbire una corrente fino a 5 mA.

Un'altra particolarità del TDA 4292: è possibile allargare la base stereo mediante un commutatore. Questo effett[o] è particolarmente utile nei ricevitor[i] TV, nelle autoradio e nelle radio portatili, nei quali gli altoparlanti delle relative versioni stereo sono poco distanziati. Con questi apparecchi, l'impressione uditiva stereo è relativamente ridotta. E' possibile ora aumentare la distanza acustica apparente tra gli altoparlanti con mezzi elettronici. Quando il piedino 18 è collegato a massa viene prodotta, mediante accoppiamento interno, una intermodulazion[e] in controfase tra il canale destro ed i[l]

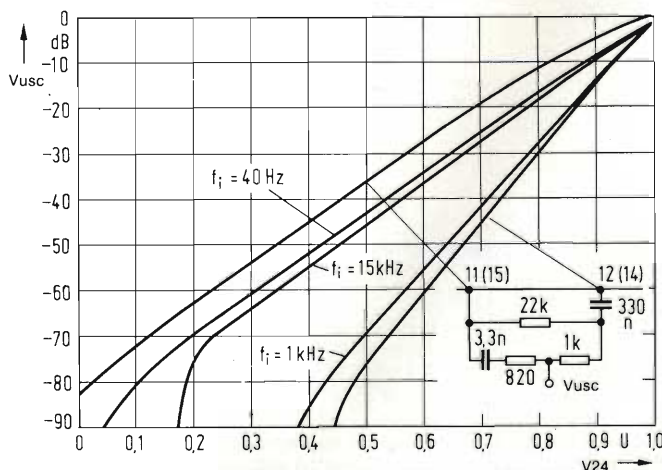



Fig. 7. Effetto ottenut[o] quando viene inserit[a] la regolazione "fisiolo[gica]". La risposta i[n] frequenza viene co[r]retta in modo da acco[r]darsi all'andament[o] della sensibilità uditi[va].

ALTOPARLANTI PIEZO-CERAMICI MOTOROLA

ECCELLENTE RISPOSTA AI TRANSITORI • BASSA DISTORSIONE • ALTA IMPEDENZA • SENZA MAGNETI NÈ BOBINE • LEGGERI • ALTA POTENZA • ALTA AFFIDABILITÀ

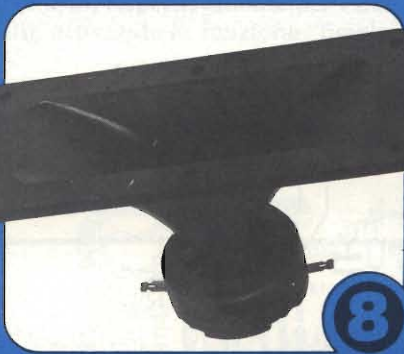



Fig.	Modello	Dimensioni (mm)	Risposta in frequenza (kHz)	Impedenza		Sensibilità 2,8 V, 1/2 m di distanza in dB	Applicazioni	Codice GBC
				1 kHz	40 kHz			
1	KSN1020A	70	5-20	<1000 Ω	>20 Ω	98	Auto	AC/7105-00
2	KSN1036A	95	3-40	<1000 Ω	>20 Ω	96	HI-FI Auto	AC/7106-00
3	KSN1038A	95	3,5-27	<1000 Ω	>20 Ω	96	HI-FI	AC/7107-00
4	KSN1039A	95	3-20	<1000 Ω	>20 Ω	96	HI-FI	AC/7108-00
5	KSN1001A	85	4-27	<1000 Ω	>20 Ω	103	HI-FI	AC/7110-00
6	KSN1078A	77	5-40	<1000 Ω	>20 Ω	98	HI-FI Auto	AC/7112-00
7	KSN1071A	97x120	4-20	< 500 Ω	>10 Ω	96	HI-FI a dispersione controllata	AC/7114-00
8	KSN1025A	187x 79	1,9-40	< 500 Ω	>20 Ω	100	HI-FI	AC/7115-00
9	KSN1016A	144x 67	3-40	<1000 Ω	>20 Ω	100	HI-FI	AC/7120-08

V_U	-5	-2,5	-1	-0,5	0	dB
R	10	22	47	100	1000	kΩ

Fig. 8. Come dipende dal carico il livello d'uscita. Gli stadi successivi devono avere un'impedenza di almeno 100 kΩ

canale sinistro. La componente a toni gravi nei segnali stereo è per lo più monofonica e risulterebbe attenuata da un'intermodulazione in controfase. L'intermodulazione nella banda dei bassi viene perciò bloccata mediante un filtro passa-alto nel circuito di accoppiamento dei piedini 9 e 17, che ha una frequenza limite inferiore di 300 Hz: In tal modo, i toni bassi non potranno essere negativamente influenzati.

Fig. 9. Piste di rame del circuito stampato.

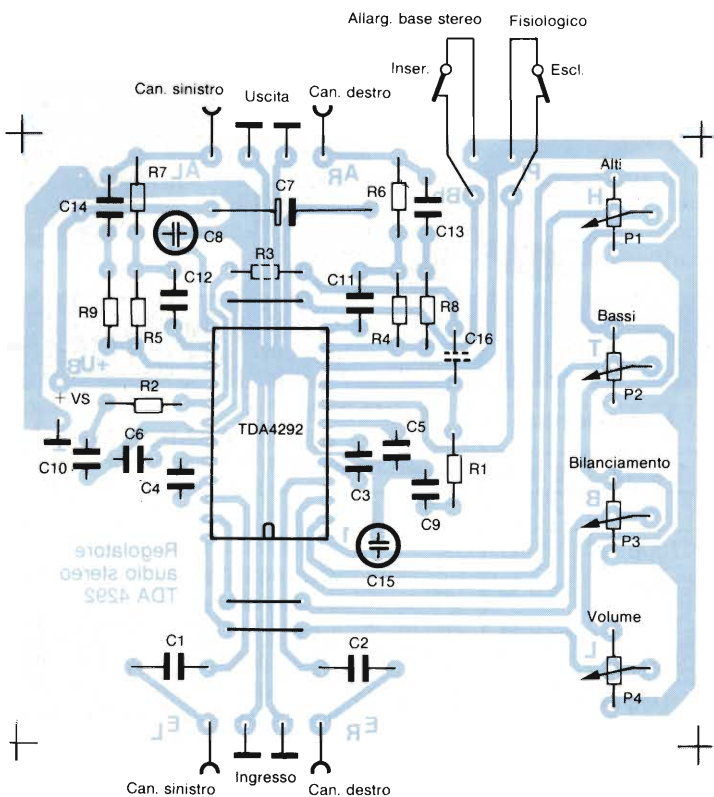
Fig. 10. Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

Tre varianti per allargare la base stereo

Con il nuovo segnale stereo prodotto, che ha fase ed ampiezza modificate, si ha l'impressione di una base acustica virtuale molto più ampia dei ristretti limiti imposti dalla distanza fissa tra i due altoparlanti.

Per adeguarsi alle sensibilità uditive individuali, sono qui proposte tre varianti circuitali. Le differenze consistono nella larghezza della base, nel "timbro" del suono e nei circuiti esterni.

Schema a

L'effetto di allargamento della base stereo diviene chiaramente udibile con il circuito di *figura 4a*. Il quadro sonoro diviene più ampio, senza peggioramento del timbro. Se nel segnale stereo so-

Elenco dei componenti

Resistori:
R1: 15 kΩ oppure 27 kΩ *)
R2: 15 kΩ oppure 27 kΩ *)
R3: 8,2 kΩ oppure 15 kΩ *)
R4: 22 kΩ
R5: 22 kΩ
R6: 1 kΩ
R7: 1 kΩ
R8: 820 kΩ
R9: 820 kΩ
P1...P4: 25 kΩ/lineare
Tolleranza: 5%
Dissipaz.: 0,25 W

*) I valori dovranno essere scelti a seconda del circuito di allargamento della base stereo impiegato.

Semiconduttore:
TDA 4292

Condensatori:
C1: 1 μF
C2: 1 μF
C3: 68 nF
C4: 68 nF
C5: 1,8 nF
C6: 1,8 nF
C7: 100 μF/16 V
C8: 22 μF/10 V
C9: 22 nF oppure 10 nF *)
C10: 22 nF oppure 10 nF *)
C11: 330 nF
C12: 330 nF
C13: 3,3 nF
C14: 3,3 nF
C15: 10 μF/6,3 V
C16: 47 nF oppure 22 nF *)

I condensatori non elettrolitici sono del tipo a dielettrico plastico, tolleranza ± 10 %

no preponderanti le componenti mono di frequenza media ed alta, oppure se il segnale è addirittura monoaurale, quando è inserito il circuito di allargamento della base stereo, sarà chiaramente udibile un'attenuazione della risposta per f > 300 kHz. L'immagine sonora diventa "sorda". Bloccando l'allargamento della base stereo in caso di segnale mono, il circuito "a" è la soluzione maggiormente neutra, dal punto di vista acustico, tra le tre varianti.

Schema b

Con il circuito b, è possibile percepire al massimo l'allargamento della base stereo. Un'esaltazione delle frequenze più elevate porta ad un miglioramento del timbro. Con il segnale mono, la risposta in frequenza è lineare, contrariamente a quanto avviene con i circuiti a e c. Se viene inserito l'allargamento della base stereo, con un segnale mono, non è possibile rilevare alcun influsso sulla frequenza. Il circuito b rappresenta una soluzione economica.

Schema c

La variante circuitale c, che è leggermente più complessa, riunisce i vantaggi dei circuiti a e b. L'effetto dell'allargamento della base stereo è chiaramente percepibile ed il quadro sonoro risulta solo leggermente modificato nel timbro da una leggera esaltazione delle frequenze più elevate. Se l'allargamento della base stereo viene inserito con un segnale mono, sarà possibile udire una leggera attenuazione delle frequenze superiori ai 300 Hz. I diagrammi di *figura 5* mostrano i livelli d'uscita delle tre versioni circuitali per l'allargamento della base stereo.

La regolazione del bilanciamento avviene tramite il piedino 23. Con una tensione di regolazione pari a Vrif/2, il bilanciamento sarà equilibrato. Il campo di regolazione totale è tra -30 e +5 dB. La *figura 6* mostra come funziona questa regolazione.

Regolazione del volume con effetto fisiologico ("loudness")

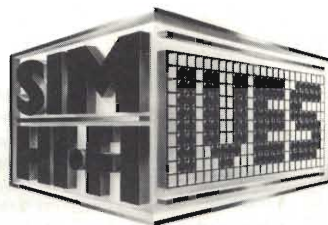
Tramite il piedino 24 viene effettuata la regolazione del volume per entrambi i canali, con uno squilibramento massimo di 2 dB tra i due canali. La *figura 7* mostra come è possibile commutare la caratteristica di regolazione del volume dello stadio d'uscita (segnali ai piedini 11 e 15, rispettivamente per i due canali), attivando la funzione "fisiologica".

Il collegamento del carico alle uscite (circuiti RC) dovuto ai successivi stadi, dovrebbe possibilmente essere maggiore di 100 kΩ, perchè altrimenti verrebbe influenzata la banda passante. Alcuni valori sono scritti in *figura 8*.

Grazie alla possibilità di pilotare le funzioni con tensioni continue, la costruzione non presenta problemi.

Chiunque desideri costruire questo circuito, potrà utilizzare il circuito stampato illustrato in *figura 9*. In *figura 10* è mostrata la disposizione dei componenti, compresi i potenziometri per regolare le funzioni. Soltanto il commutatore per l'allargamento della base stereo ed il regolatore fisiologico del volume dovranno essere collegati al circuito stampato mediante normale filo non schermato. Nella Tabella sono elencati tutti i componenti necessari.

I quattro potenziometri potranno, naturalmente, essere montati anche all'esterno (sul pannello di un mobile), collegandoli al c.s. mediante normale filo non schermato. Non è necessario schermare le diverse sezioni del circuito, contrariamente a quanto avviene con i normali circuiti in bassa frequenza. Questo è un grande vantaggio per i costruttori dilettanti che desiderino montare uno stadio di regolazione Hi-Fi.

■

CONTARE LE ORE DI FUNZIONAMENTO DI UN APPARECCHIATURA

Burkhard Schroeter

Sono attualmente in vendita a poco prezzo penne sfera con incorporato un orologio digitale-datario. Smontando la parte elettronica interna ed aggiungendo alcuni componenti, è possibile costruire un contatempo elettronico che indicherà il tempo durante il quale ha funzionato un'apparecchiatura elettronica.

E' noto a chiunque abbia pratica di queste apparecchiature che è molto importante sapere quante siano le ore di funzionamento accumulate da videoregistratori, giradischi, eccetera. Allo scopo vengono utilizzati conta-ore alimentati dalla rete, che possono essere collegati alle apparecchiature. Anche per gli apparecchi alimentati a batteria ci sono analoghi contatori (tensione 12 V, corrente 7 mA circa). Purtroppo, tutti questi contatori sono piuttosto ingombranti per molte applicazioni. I contatori di piccole dimensioni che si possono trovare sul mercato, funzionano secondo il principio dell'elettrolisi, ma alcuni si guastano dopo aver funzionato per un certo periodo. Una soluzione economica è possibile utilizzando un orologio a quarzo con indicazione della data, che viene venduto montato sul corpo di una penna a sfera, dalla quale può essere facilmente smontato con l'aiuto di un semplice giraviti.

22n
Modulo
12:00
Contatto di regolazione
1,5V
BC202
Tensione di pilotaggio circa 6...15 V
1M
R_v
2M
0,1µ

Fig. 1. Completamento del circuito per far funzionare l'orologio come conta-ore: sono necessari solo pochi componenti.

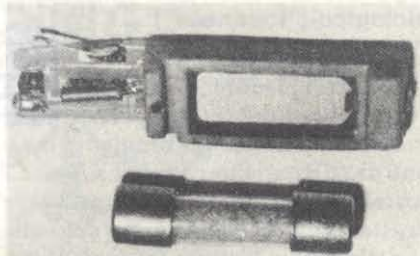



Fig. 2. Modulo dell'orologio, fotografato accanto ad un fusibile miniatura; per saldare i conduttori, è necessario usare un saldatore a punta molto fine.

Questi orologi al quarzo possono essere facilmente inseriti nelle apparecchiature, grazie alle loro ridotte dimensioni. L'orologio verrà fatto funzionare come cronometro, secondo lo schema di *figura 1*, bloccando l'oscillatore a quarzo mediante un transistore e facendolo partire solo quando l'apparechio è acceso, mediante la tensione che alimenta quest'ultimo: viene perciò contato soltanto il tempo durante il quale l'apparecchio funziona. Quando viene staccato il quarzo scompare l'indicazione delle ore: le ore di funzionamento trascorse vengono però memorizzate.

La maggior parte delle penne a sfera munite di orologio, commutano automaticamente ogni due secondi dall'indicazione del tempo a quello della data quando venga azionato il contatto di regolazione interno. In questo caso, tale possibilità è vantaggiosa, perchè se l'orologio funziona come contatore, dovrà essere osservata anche la data. Regolare l'orologio, prima di metterlo in

funzione, all'ora 0,00 dell'1 Gennaio. Se, dopo un certo tempo, l'orologio indica, per esempio le ore 16,30 del 4 marzo, un piccolo calcolo permetterà di sapere quante ore ha funzionato l'apparecchio a quale l'orologio è collegato:

Gennaio:	31 giorni
Febbraio:	28 giorni
3 Marzo:	3 giorni
Totale:	62 giorni

62 giorni x 24 ore = 1488 ore

A questa cifra dovranno essere ancora sommate le 16,5 ore del 4 marzo, ottenendo un tempo totale di 1504,5 ore. In questo modo potranno essere contate tutte le ore di un anno, cioè 8760 ore: questa capacità sarà sufficiente per la maggior parte delle esigenze.

I pochi componenti necessari potranno essere montati, insieme all'orologio ed alla pila a bottone, su una basetta preforata per prototipi. Il solo collegamento esterno al modulo orologio è quello che va al condensatore di accoppiamento da 22 nF; questo collegamento deve essere fatto al "piedino" sul quale è presente l'oscillazione a 32 kHz, che ha un'ampiezza di 100 mV. La saldatura dovrà essere eseguita mediante un saldatore con punta molto sottile. Infatti, come illustrato in *figura 2*, le piste conduttrici del modulo sono molto sottili. ■

DIVISORE PROGRAMMABILE

Klaus Orlowski

I sintetizzatori di frequenza contengono, tra l'altro, una catena di divisori programmabili. Questi divisori vengono di solito programmati mediante un commutatore numerico in codice BCD. Scegliendo opportunamente i rapporti di divisione, la frequenza del sintetizzatore potrà essere ricavata direttamente dalle cifre che appaiono nelle finestrelle dei commutatori.

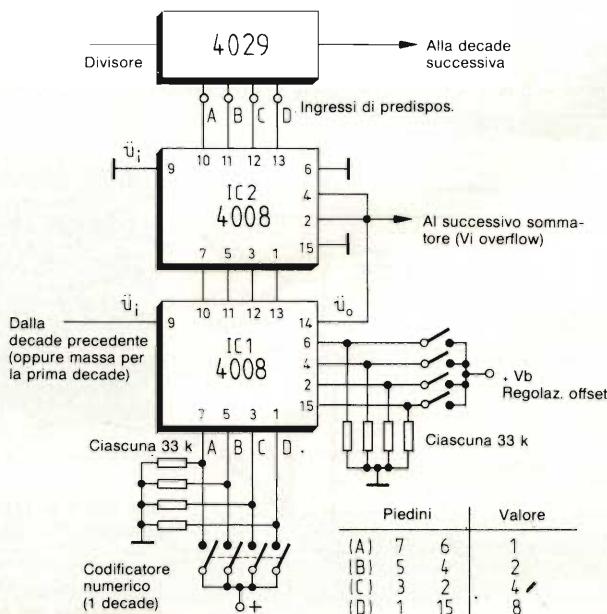
Dovendo visualizzare, per esempio, la frequenza del segnale captato da un radioricevitore (invece di quella generata dal sintetizzatore) sarà necessario tener conto del valore della media frequenza dell'apparato. Questo risultato potrà essere ottenuto inserendo un circuito sommatore tra il commutatore numerico e gli ingressi di predisposizione del divisore. E' attualmente difficile e talvolta impossibile trovare questi addizionatori, codificati BCD, in versione CMOS. E' tuttavia possibile risolvere il problema con una soluzione alternativa, collegando due sommatori binari 4008 in serie per ciascuna decade (vedi Figura). IC1 esegue l'addizione esadecimale del valore della media frequenza ed elimina l'inconveniente dovuto al fatto che IC2 esegue un salto indesiderato dal valore esadecimale "15" a "0" quando viene sommato un "6". Osservando gli esempi elencati nella Tabella, sarà possibile vedere quale sia il risultato che viene ottenuto alla fine. In questa tabella le cifre sono rappresentate, per motivi di semplicità, in forma decimale e non in codice binario.

Alcuni divisori, che permettono un conteggio all'indietro, richiedono una correzione del valore di base che, combinata con il valore della media frequenza, dovrà essere impostata in IC1 per dare lo scostamento globale. Se la frequenza dell'oscillatore locale fosse maggiore della frequenza ricevuta, il valore dello scostamento dovrebbe essere positivo. Nel caso contrario, dovrà essere scelto il complemento al numero 16.

Lo scostamento deve essere predisposto collegando gli ingressi 6, 4, 2 e 15 alla tensione di alimentazione, a seconda del valore desiderato.

L'uscita di overflow Vo dovrà essere collegata all'ingresso di overflow Vi della successiva decade (IC1).

Tabella dei valori risultanti all'ingresso del divisore

Posizione del commutatore numerico	Esempio di scostamento	Risultato dell'addizione	Riporto allo stadio successivo	Agli ingressi di predisp. del partitore
0...9	0	0...9	—	0...9
0...9	6	6...16	—	6...15
9	7	16	1	6
9	9	18	1	8
5	14 (=—2)	3	—	3

Divisore programmabile multiplo. Qui è rappresentata una sola decade

PROGRAMMATORE PER RISCALDAMENTO DOMESTICO

di Otto Domke e Winfried Knobloch

Questo articolo descrive un interruttore orario programmabile ad intervalli di mezz'ora adatto a pilotare il funzionamento di impianti di riscaldamento: con esso è possibile escludere temporaneamente il riscaldamento in locali che non sono continuamente abitati.

Il principio del distributore elettrico a barre incrociate è noto da molto tempo: in questa applicazione esso viene utilizzato per programmare la distribuzione del calore nei locali di un'abitazione, di un ufficio, eccetera. Una delle coordinate del distributore è il tempo e lungo l'altra coordinata sono disposti i contatti che corrispondono ai locali da riscaldare. I contattori incrociati sono costruiti mediante contatti metallici a molla che vengono forniti in forma di liste e che normalmente sono utilizzati per costruire zoccoli per circuiti integrati senza supporto. Il contatto ai punti d' incrocio delle barre viene stabilito mediante spilli a testa di vetro opportunamente guidati che vanno ad infilarsi nei contatti. Con questo dispositivo è possibile pilotare il riscaldamento in un massimo di sei locali ed i tempi di attivazione sono suddivisi in intervalli fissi di 30 minuti.

Funzionamento del circuito

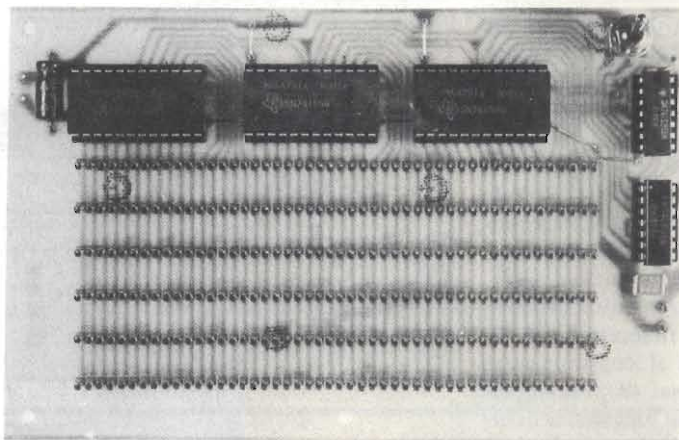
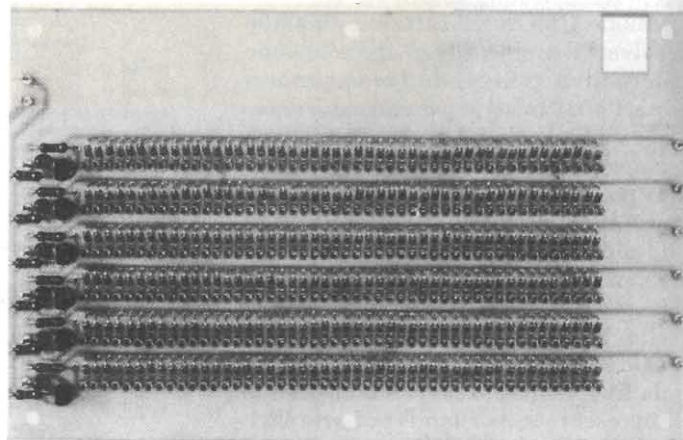
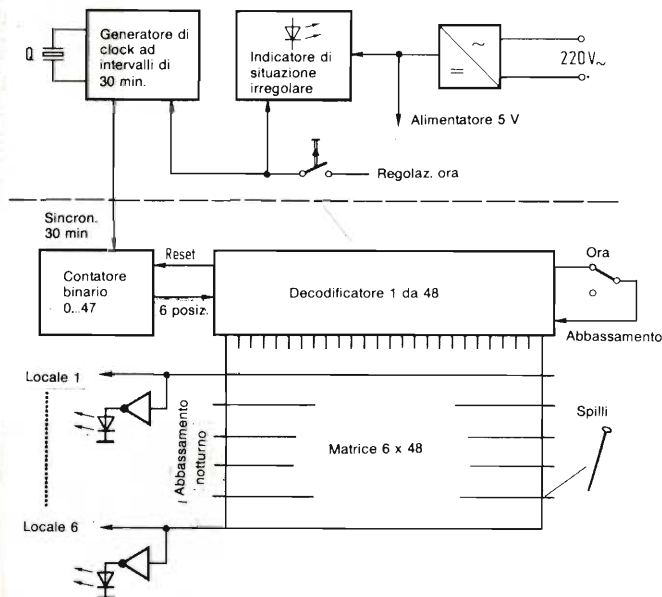
La frequenza di clock viene generata mediante un oscillatore a quarzo da 32.768 Hz 2^{14}. Questa frequenza viene abbassata mediante divisione per ottenere una frequenza di 2 Hz e successivamente ancora divisa per 3600, in modo da ottenere un impulso di sincronismo ogni 30 minuti (parte in alto a sinistra dello schema a blocchi di *figura 1*). Questi impulsi faranno avanzare un contatore binario predisposto per contare da 0 a 47, per un totale di 48 intervalli di 30 minuti, cioè 24 ore. I numeri binari ricavati dalle uscite di questo contatore pilotano un decodificatore binario "1 da 48" che sposta ogni mezz'ora un livello logico "1" da una barra verticale della matrice alla successiva. Gli spilli infilati nei diversi fori trasferiscono il livello "1" dalla barra verticale ad una o più delle barre orizzontali, cioè ai locali da riscaldare, ed inoltre danno un'indicazione visiva dei tempi

Registro a scorrimento che trasferisce, ogni mezz'ora, un livello logico "0" da un'ordinata alla successiva. Nella foto è visibile anche il commutatore per ridurre al minimo il riscaldamento.

Alle barre orizzontali per la suddivisione dei locali dovranno essere collegati 288 diodi.

Fig. 1. Schema a blocchi che permette di comprendere il funzionamento di massima del programmatore.

di inizio e fine del riscaldamento. C'è anche la possibilità di abbassare in permanenza il riscaldamento ad un valore minimo, per esempio di notte oppure in caso di prolungata assenza per vacanze od altro. Per ogni locale servito c'è un LED sul pannello, che si accenderà quando funzionerà il riscaldamento in quel locale.

In *figura 2* è illustrato lo schema del divisore che abbassa la frequenza di 32.768 Hz fino ad ottenere un impulso ogni 30 minuti; questo impulso avrà una durata di 62,5 ms. L'alimentatore è di tipo normale, a 5 V stabilizzati mediante IC4.

IC1 è un normale divisore, che divide la frequenza d'ingresso per 2^{14} (frequenza in Q14 = 2 Hz); al piedino Q12 sarà disponibile una frequenza di 8 Hz. E' previsto un punto nel quale è possibile misurare la frequenza di 32.768 Hz; questa frequenza potrà essere, se necessario, tarata al giusto valore mediante C3 e C4. La frequenza di 8 Hz prelevata da Q12 serve a determinare la durata degli impulsi che segnano il

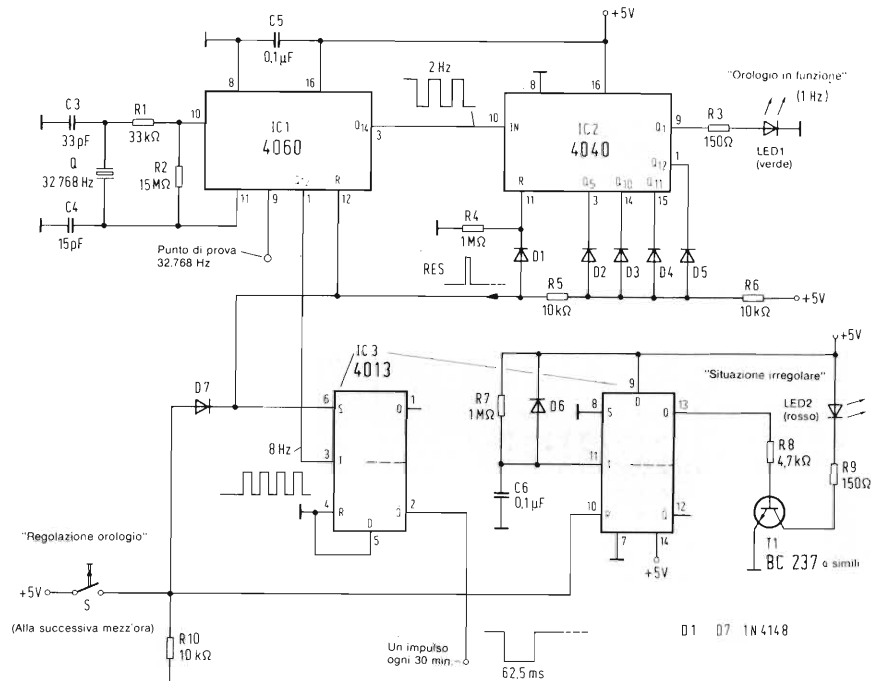
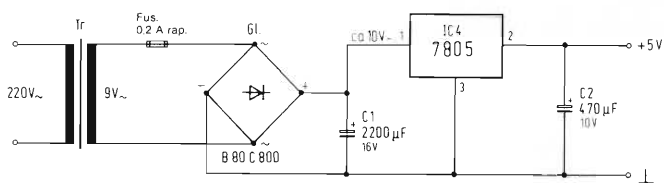
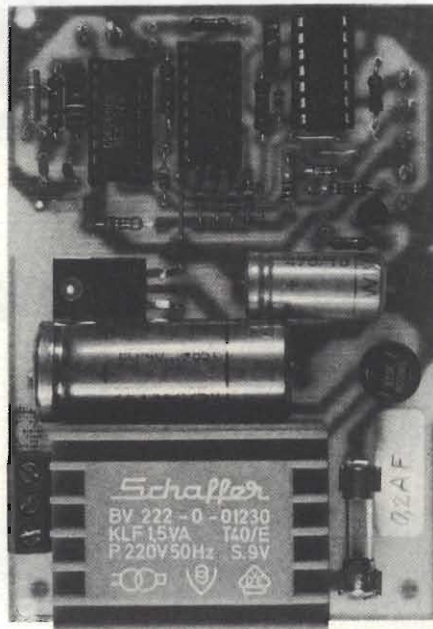



Fig. 2. Alimentatore e generatore di clock. Il flip flop a sinistra di IC3 elimina i rimbalzi dei contatti del pulsante S per la regolazione dell'orologio.

Fig. 3. Così avviene l'interconnessione dei tempi e dei locali da riscaldare, mediante spilli inseriti in contatti a molla. Il tasto di reset, disegnato con linee tratteggiate permette di azzerare l'orologio alle ore 00,00. Per inserire questo tasto sarà necessario interrompere una pista del circuito stampato, saldando poi ai due tronconi un resistore da 10 kΩ. Sullo schema non sono stati disegnati i due condensatori di disaccoppiamento.

passaggio delle mezz'ore. Dall'uscita Q1 di IC2 vengono prelevati gli impulsi che, dopo un'ulteriore divisione per due della frequenza, faranno lampeggiare, alla cadenza di 1 Hz, il LED verde che segnala il funzionamento dell'orologio. Vengono inoltre prelevati i segnali alle uscite Q5 (32) Q10 (1024), Q11 (2048) e Q12 (4096). La somma delle cifre tra parentesi è 7200. Queste uscite sono utilizzate per attuare la divisione per 3600; lo scopo viene ottenuto mediante il circuito AND formato da D2...D5. Quando tutte le suddette uscite saranno a livello logico "1" (e ciò avviene, per un breve intervallo, ogni 30 minuti), ai capi di R5 apparirà un impulso a livello logico "1" che rimetterà a zero IC2 ed IC1, dimodochè ogni mezz'ora il conteggio potrà ricominciare. Questo impulso di reset perviene anche all'ingresso S del primo flip flop di IC3 che produce gli impulsi di sincronismo, della durata di 62,5 ms, che servono a delimitare gli intervalli di 30 minuti.

Mediante questo flip flop è possibile anche regolare l'orologio: il flip flop viene posto in condizione di set ogni volta che viene premuto il tasto S.

Il secondo flip flop viene attivato, tramite l'ingresso di sincronismo, appena viene data corrente all'orologio (oppure quando esso torna a funzionare dopo un'interruzione della tensione di rete). Il LED rosso ("situazione irregolare") segnalerà quando sarà necessario regolare nuovamente l'orologio. Il primo impulso proveniente dal pulsante S provoca lo spegnimento di questo LED.

Per spostare ogni mezz'ora il segnale del tempo sulle successive barre verticali, viene utilizzato un circuito di tipo convenzionale: in IC1 (*figura 3*) ciascun impulso in arrivo viene convertito in un numero binario:

1 = 000001 3 = 000011
2 = 000010 4 = 000100, ecc.

Ciascuna barra verticale incrocia sei conduttori orizzontali, corrispondenti ai locali nei quali il riscaldamento deve essere attivato: questa funzione viene svolta da tre decodificatori (1 da 16) collegati in cascata (infatti, 3 x 16 = 48 = 2 x 24 ore. In questo caso, i decodificatori vengono fatti funzionare come registri a scorrimento.

Gli impulsi di attivazione si spostano dunque, a precisi intervalli di 30 minuti, da una colonna alla successiva; la colonna attivata viene posta a livello logico "0". I transistori all'uscita di ciascuna riga (cioè le interfacce con i regolatori dei diversi locali da riscaldare) invertono questo segnale portandolo al livello "1", facendo anche accendere i LED.

Le quattro porte NAND di IC2 sono necessarie in quanto IC1 contiene due convertitori BCD a 4 posizioni, che dovranno essere opportunamente interconnessi, queste porte permettono anche di ridurre al minimo il riscaldamento in tutti i locali mediante S1.

I collegamenti di collettore di T1...T6, contrassegnati dalla dicitura "giorno", costituiscono le uscite del circuito. Le freccie con le scritte "Locale 1"..."Locale 6" indicano soltanto la possibilità di pilotare direttamente porte logiche CMOS.

Alimentatore e generatore di clock sono montati su un circuito stampato separato.

Costruzione

I tre circuiti stampati e la disposizione dei componenti sono illustrati rispettivamente nelle *figure 4* e *5*. La scheda con le coordinate verticali è suddivisa nei successivi intervalli di mezz'ora, mentre la scheda con le coordinate orizzontali ha una riga par ciascun locale. Dovranno perciò essere saldati in tutto 288 contatti a molla. Questi contatti dovranno essere del tipo a striscia (Meterware),e dovranno rimanere uniti dal ponticello superiore fino a quando non saranno saldati tutti al circuito stampato; successivamente il ponticello potrà essere asportato mediante un tronchesino a taglio frontale ed i diversi contatti rimarranno isolati uno dall'altro. Quando le schede

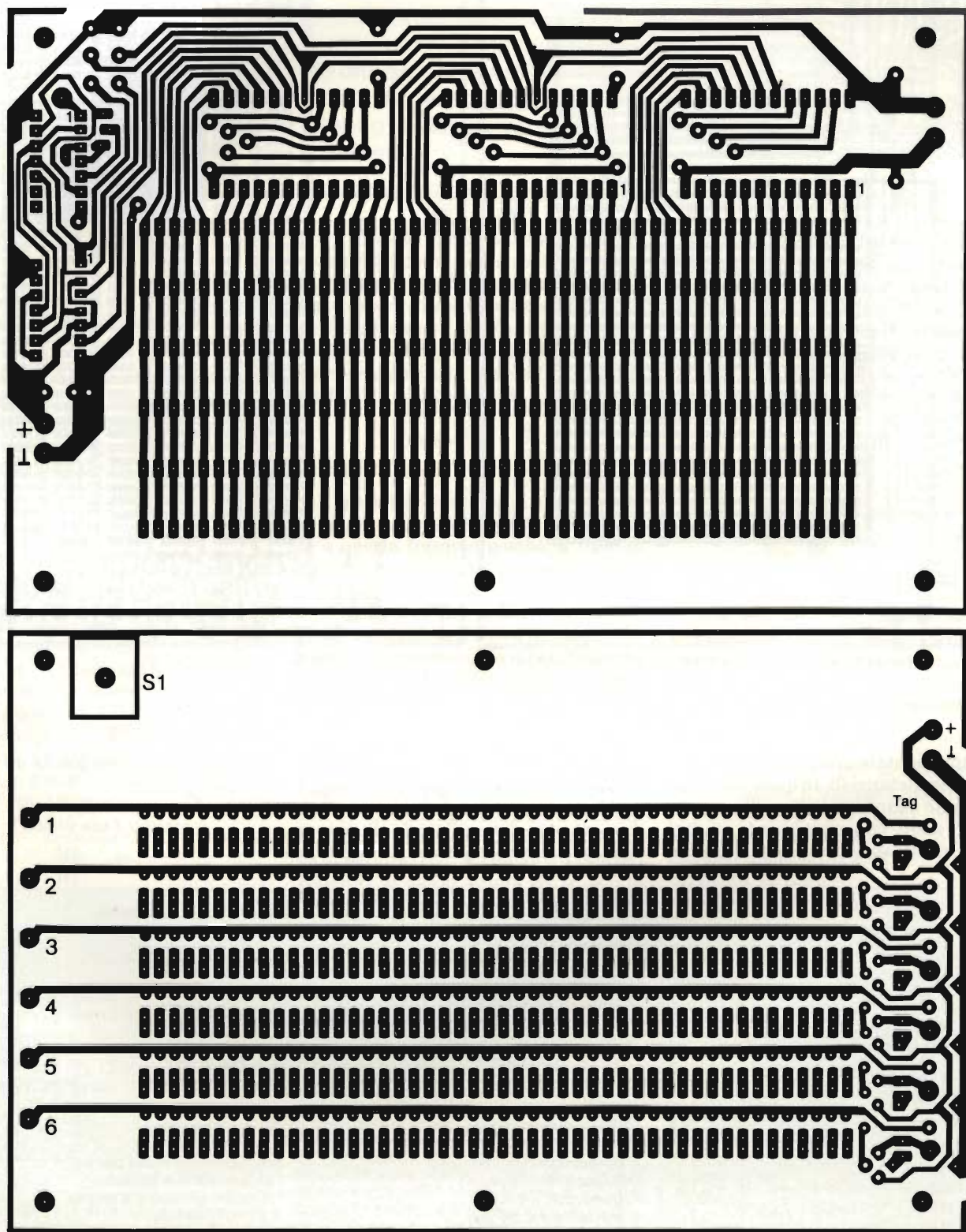



Fig. 4. Piste di rame dei circuiti stampati.

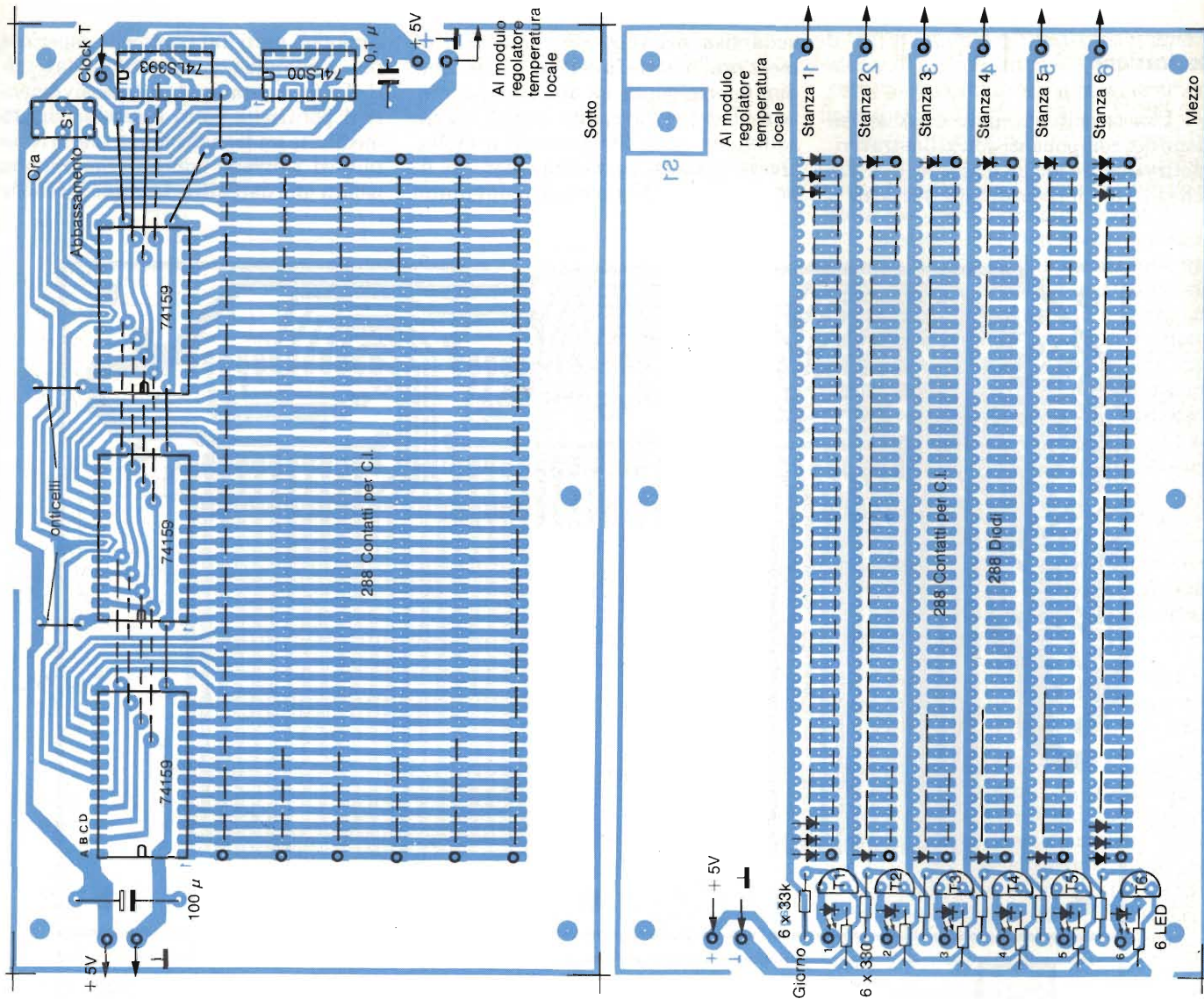



Fig. 5. Disposizione dei componenti.

saranno montate una sopra l'altra, separate da distanziali, in questi contatti andranno ad infilarsi gli spilli a capocchia di vetro, opportunamente guidati da fori praticati sulla piastra di guida, che potrà essere un pezzo di piastra preforata per circuiti sperimentali. I conduttori per il pilotaggio del riscaldamento nei diversi locali e la massa comune dovranno essere collegati a questo centralino mediante un connettore multipolare.

■

Elenco dei componenti

Alimentatore e generatore di clock

Semiconduttori:
1: B 80 C 800
1: LED rosso
1: LED verde
7: 1 N 4148
1: BC 237 o simili
1: 4013 CMOS
1: 4040 CMOS
1: 4060 CMOS
1: 7805

Resistori:
2: 150 Ω
1: 4,7 kΩ
3: 10 kΩ
1: 33 kΩ
2: 1 MΩ
1: 15 MΩ

Condensatori:
1: 15 pF
1: 33 pF
2: 0,1 µF
1: 470 µF, 10 V, elettrolit.
1: 2200 µF, 16 V, elettrolit.

Varie:
1: quarzo miniatura per orologi (32.768 Hz)
1: Fusibile da 0,2 A (rapido) con portafusib.
1: Trasformatore di rete, 220 V 9 V, 1,5 VA
1: Cordone di rete con spina
1: Pulsante (in chiusura)
7: Connettori a saldare
1: Morsettiera a tre poli
1: Zoccolo per i.c. a 16 piedini
1: Circuito stampato

Distributore a coordinate

Semiconduttori:
6: BC 308 C
288: 1N 4148
1: 74LS00, TTL
1: 74LS393, TTL
3: 74159, T, TTL
6: LED

Resistori, 0,25 W
6: 330 Ω
6: 33 kΩ

Condensatori:
1: 0,1 µF
1: 100 µF, 10 V, elettrolit.

Varie
576: Contatti a molla per c.i.
19: Connettori a saldare
1: Doppio deviatore a levetta
2: Circuiti stampati
1: Mobiletto TEKO (modello 363)
1: connettore multiplo a piacere

VELOCITA' INALTERATA ANCHE SOTTO CARICO, NEI PICCOLI MOTORI

di Heinrich Schmidt

Piccoli trapani elettrici ed altri utensili muniti di motore a corrente continua con statore a magnete permanente sono usati sempre più diffusamente nei laboratori dei dilettanti elettronici. Con questi motori è spesso necessario mantenere costante il numero dei giri quando il carico varia. Questo circuito permette di risolvere il problema.

L'amplificatore presentato in questo articolo serve a regolare e stabilizzare il regime di rotazione di piccoli motori in c.c. con statore a magnete permanente. Il dimensionamento del circuito dipende dai dati del motore. I pendolamenti della regolazione possono essere tenuti facilmente sotto controllo mediante sovracompensazione (numero di giri che aumenta con il carico).

Quando il numero dei giri diminusce la coppia aumenta

La velocità di rotazione di un motore alimentato da una tensione costante diminuisce con l'aumentare del momento resistente applicato all'albero. La causa di ciò è principalmente dovuta al fatto che una maggior corrente che percorre gli avvolgimenti provoca in essi una maggior caduta di tensione dovuta alla resistenza interna. Il concetto che sta alla base di questo circuito consiste nel sommare alla tensione di alimentazione questa caduta di tensione dipendente dal carico.

In *figura 1* è illustrato il circuito più semplice che può essere impiegato per ottenere questo scopo. Presupponendo che la resistenza di R3 sia nulla, sarà disponibile un generatore di tensione costante, regolabile mediante il potenziometro R6. La variazione ΔVu della tensione d'uscita sarà uguale a

$$-\frac{R2}{R1}\ \Delta Ve$$

dove ΔVe è la variazione di tensione al cursore del potenziometro R6, provocata dalla sua regolazione. Poichè il massimo valore di ΔVu dovrà essere minore della tensione di alimentazione (circa 2 V in meno), sarà necessario dimensionare il partitore di tensione formato da R7, R6 ed R8 in modo che sia:

$$\Delta Ve < Vb \cdot \frac{R1}{R2}$$

E' possibile osservare che il circuito di *figura 1* non corrisponde esattamente a questa formula poichè, a rigor di termini, dovrebbero essere presi in considerazione anche i resistori R6, R7, R8 e la posizione del potenziometro R6. Nella versione definitiva di questo circuito viene utilizzata la dipendenza del guadagno dell'amplificatore operazionale dalla regolazione del potenziometro R6.

Ora, se R3 è diversa da 0, la corrente nel motore produrrà ai suoi capi una caduta di tensione dipendente dal carico e proporzionale alla tensione che si sviluppa ai capi della resistenza ohmica di perdita (Rm) del motore. Tramite i resistori di ugual valore R4 ed R5, la metà della caduta di tensione ai capi di R3 raggiunge l'ingresso non invertente dell'amplificatore operazionale. Un aumento della tensione ai capi di R3 farà aumentare anche la tensione di uscita dell'amplificatore (e di conseguenza la tensione ai morsetti del motore), di un fattore :

$$0{,}5 \cdot \frac{R2 + R1}{R1}$$

Ne consegue che il guadagno sarà:

$$\frac{R2 + R1}{R1}$$

Se la velocità di rotazione è costante, il guadagno dovrà essere pressochè uguale al seguente rapporto:

$$\frac{R3 + Rm}{R3} \cdot 2$$

I condensatori per il livellamento delle tensioni d'ingresso applicate all'amplificatore sono critici, come avviene per qualsiasi circuito di regolazione. Il diodo zener ed il condensatore collegato in parallelo ad esso devono

Fig. 1. Circuito base di un amplificatore di regolazione per stabilizzare il numero di giri di motori a corrente continua con rotore senza ferro.

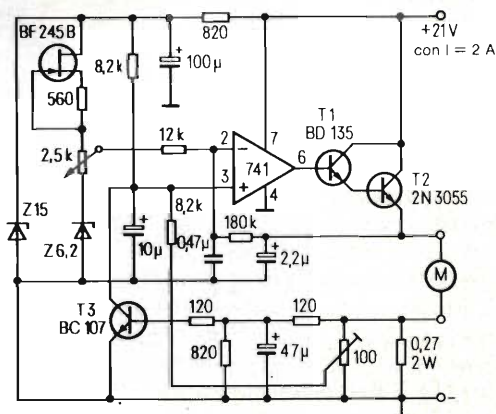



Fig. 2. Schema dell'amplificatore regolatore, nella versione adatta ad alimentare piccoli trapani da laboratorio. La costanza della velocità di rotazione al variare del carico viene regolata mediante il potenziometro trimmer da 100 Ω.

evitare che le variazioni della tensione di alimentazione (dipendenti dal carico) possano influire sugli ingressi dell'amplificatore.

Per i motori con indotto a campana, anche il circuito base permette buoni risultati. Con gli altri tipi di motori, può accadere che la stabilizzazione, (regolata per le velocità di rotazione più basse), non vada più bene per i regimi più alti. Questo comportamento è dovuto alle perdite per isteresi nell'indotto; l'influenza di queste perdite potrà essere compensata utilizzando la dipendenza del guadagno dalla regolazione del potenziometro R6, come è stato spiegato in precedenza. R8 viene sostituito da un generatore di corrente costante basato sul FET BF 245, la cui resistenza interna è trascurabile. Se il cursore del potenziometro si trova in corrispondenza del finecorsa superiore (bassa velocità di rotazione), il guadagno è al minimo poichè nella formula dell'amplificazione è necessario sostituire R1 + R6 + R7 ad R1. Aumentando la velocità di rotazione, aumenterà anche il guadagno, in quanto R6 tende ad assumere il valore zero.

Nel caso che le perdite per isteresi siano molto elevate, R7 dovrà essere sostituita con un diodo zener, in modo da poter variare il guadagno entro limiti più ampi. E' inoltre consigliabile inserire un limitatore di corrente (transistore T3) che mandi in cortocircuito verso massa la tensione applicata all'ingresso non invertente, quando la sua tensione di base supera il livello di circa 0,6 V. La *figura 2* mostra la versione definitiva del circuito, che potrà essere utilizzato per l'alimentazione di un piccolo trapano da laboratorio. La corrente viene limitata a circa 2 A.

Se fosse necessario regolare il numero di giri fino a zero, sarebbe opportuno montare l'amplificatore operazionale TL 080; tra il piedino 6 ed il piedino 8 di questo circuito integrato dovrà essere collegato un condensatore per compensare la frequenza. Escluso il suddetto condensatore, questo operazionale ha i medesimi collegamenti del 741.

Il dissipatore termico per il transistore T2 dovrà essere dimensionato per una potenza di perdita di 40 W massimi: la potenza di perdita è massima quando il motore gira alla minima velocità con la massima coppia.

AMPLIFICATORE AUDIO DI POTENZA A BASSA CORRENTE DI RIPOSO

Werner Goebel

In questo circuito non occorre mettere a punto lo stadio finale e la corrente assorbita è minore rispetto agli stadi finali in classe A. Anche dal punto di vista della distorsione, questo circuito equivale ad un amplificatore in classe A.

Nel circuito presentato in questo articolo vengono impiegati componenti che possono essere facilmente acquistati ovunque ad un prezzo contenuto.

La massima potenza di uscita è di 25 W su un carico di 4 Ω, e questa limitazione è dovuta alla tensione massima ammissibile per l'NE 5534. Volendo ottenere una potenza complessiva superiore a 2 x 25 W, sarà possibile integrare più amplificatori in una cassa acustica attiva.

In un sistema di riproduzione audio a tre vie saranno necessari tre amplificatori finali, che dovranno essere collegati ad un filtro attivo separatore di frequenze. I vantaggi consistono nel volume ridotto delle casse acustiche ed in un migliore smorzamento, particolarmente dell'altoparlante dei toni bassi, grazie alla minore resistenza interna dell'uscita dello stadio finale. Non esistono, inoltre, le perdite dovute ad un filtro separatore passivo.

Non sarà necessario descrivere in questa sede la costruzione di un filtro separatore attivo, in quanto l'argomento è ampiamente trattato nel testo citato al punto (2) della bibliografia. Le frequenze di cross-over variano, naturalmente, a seconda degli altoparlanti impiegati.

Costruzione pratica del circuito

Lo schema elettrico di questo amplificatore è illustrato in *figura 1*.

Le tensioni di alimentazione del pre-

Fig. 1. Schema elettrico dell'amplificatore finale da 25 W. La costruzione non presenta difficoltà, in quanto non è necessario effettuare nessuna regolazione.

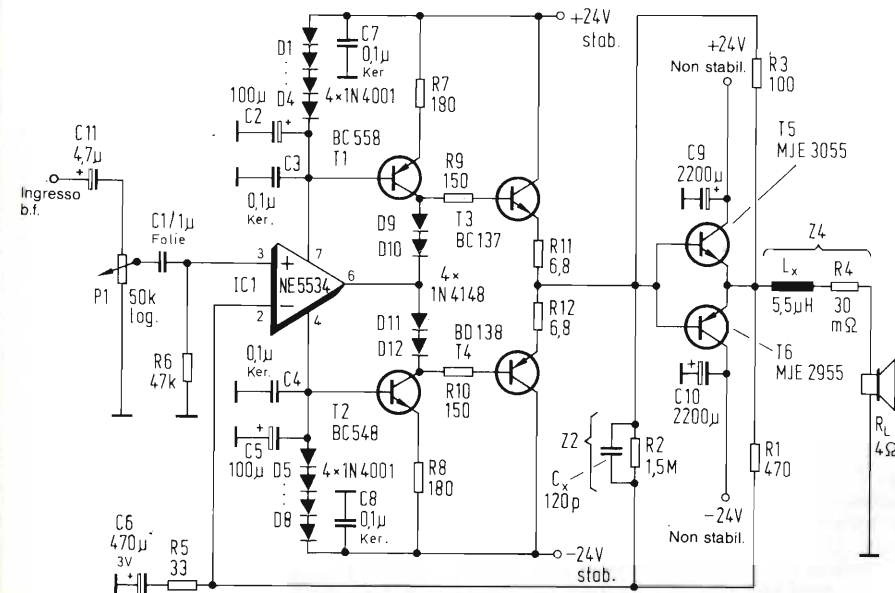
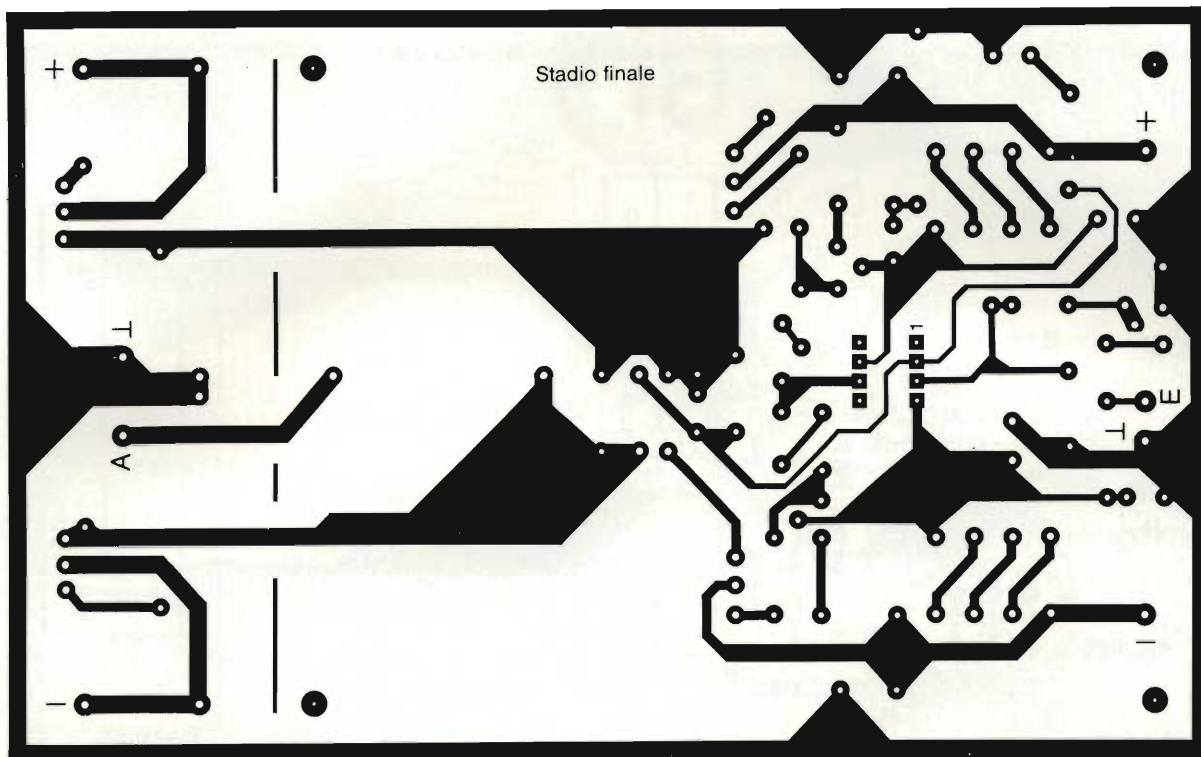



Fig. 2. Piste di rame del circuito stampato. La disposizione dei componenti non è troppo compatta, in modo da poter montare l'amplificatore su un circuito stampato in formato Europa.

stadio in classe A e dello stadio finale in classe B sono separate. Per lo stadio finale in classe B è sufficiente una tensione non stabilizzata di circa ±24 V. Per il prestadio, la tensione di ±24 V dovrà essere stabilizzata mediante i regolatori di tensione 7824 e rispettivamente 7924. Questi regolatori, se muniti di opportuni dissipatori termici, sono in grado di alimentare i tre prestadi necessari per una cassa acustica attiva.

Queste tensioni vengono ulteriormente ridotte a ±21,4 V mediante quattro diodi, in modo da non superare assolutamente la tensione massima di alimentazione prescritta per l'NE 5534 (±22 V). I diodi fanno anche parte dei circuiti generatori di corrente costante D1...D4, T1, R7 e rispettivamente D5...D8, T2, R8. Il valore dei resistori R9 ed R10, inseriti nei circuiti di base dei transistori T3 e T4, dovrà essere piuttosto elevato, in modo da evitare con certezza qualsiasi tendenza all'autooscillazione.

La massima potenza di perdita dello stadio in classe A, con una corrente in assenza di segnale di 100 mA, è di 5 W; per dissipare il calore sviluppato da questa potenza, i transistori T3 e T4 dovranno essere muniti di piccoli dissipatori termici profilati ad U, lunghi 35 mm, con larghezza ed altezza di 20 mm.

L'impedenza Z4, che consiste nel collegamento in serie di R4 ed Lx, dovrà essere costruita avvolgendo un filo di rame smaltato ∅ 1 mm, lungo 140 cm. La resistenza ohmmica del filo (30 mΩ) rappresenta la componente R4. L'induttanza (5,5 μH) viene ottenuta avvolgendo il filo su un "mandrino" del diametro di 21 mm, che poi verrà estratto, in modo da ottenere una bobina con nucleo d'aria da 20 spire. La lunghezza totale della bobina dovrà essere di 25 mm. Sul mandrino di avvolgimento (che potrebbe essere, per esempio, l'involucro dello starter di una lampada fluorescente) dovrà essere dapprima avvolta una striscia di carta larga 25 mm. Su questa dovrà essere avvolta la bobina, che poi verrà bloccata ad entrambe le estremità mediante nastro adesivo ed infine cementata con un adatto collante. Le 20 spire non dovranno essere avvolte troppo ravvicinate, in modo da ottenere la giusta lunghezza della bobina.

Tabella 1 - Elenco dei componenti

IC1	NE5534 (con zoccolo)
T1	BC558
T2	BC548
T3	BD137
T4	BD138
T5	MJE3055
T6	MJE2955
D1...D8	1N4001
D9...D12	1N4148
R1	470 Ω
R2	1,5 MΩ
R3	100 Ω
Z4	30 MΩ/5,5 μH
R5	33 Ω
R6	47 kΩ
R7	180 Ω
R9, R10	150Ω
R11, R12	6,8 Ω
P1	50 kΩ log.
C1	1 μF, film plast.
C2	100 μF/25 V
C3, C4	0,1 μF ceram.
C5	100 μF/25 V
C6	470 μF/3 V
C7, C8	0,1 μF ceram.
C9, C10	2200 μF/40 V
Cx	120 pF
C11	4,7 μF/25V

Lo stadio finale consiste nella coppia complementare di transistori MJE 2955/3055, che dovranno essere montati isolati su un unico dissipatore termico. Anche i transistori piloti dovranno essere selezionati in coppie di caratteristiche uguali (BD137/BD138), in modo da garantire la linearità del prestadio. Anche T1 e T2 dovranno essere transistori con guadagno di corrente il più possibile uguale. I componenti sono elencati in Tabella 1.

La *figura 2* mostra le piste di rame del circuito stampato, sul quale sono montati anche i condensatori elettrolitici dell'alimentatore dello stadio finale in classe B, come è possibile osservare sullo schema della disposizione dei componenti, in *figura 3*. La lunghezza dei conduttori che collegano l'alimentatore all'amplificatore non è critica (anche quando devono essere piuttosto

Fig. 3. Disposizione dei componenti sul circuito stampato. I transistori di potenza sono montati vicino all'orlo, in modo da poter essere collegati ad un dissipatore termico.

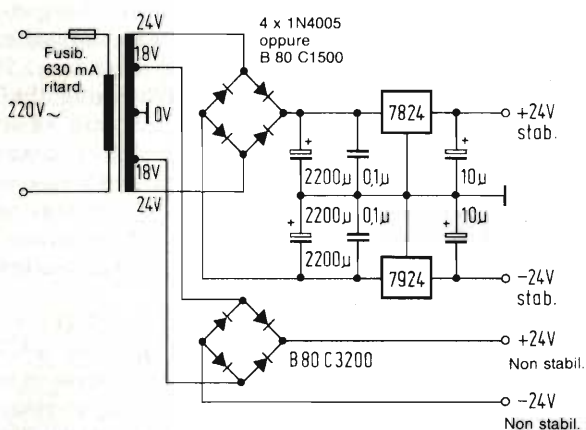



Fig. 4. Schema dell'alimentatore proposto per questo circuito. Per il dimensionamento del trasformatore, vedi testo.

Tabella 2 - Dati misurati dello stadio finale da 25 W

Tensione di alimentazione dello stadio d'uscita: 61,8 V
Fattore di distorsione del generatore audio: 0,035 %
Tensione ad audiofrequenza d'ingresso: 920 mV

Frequenza di misura	1 kHz		100 Hz		20 Hz	
Carico all'uscita	4 Ω	8 Ω	4 Ω	8 Ω	4 Ω	8 Ω
Potenza d'uscita in W	39,1	21,1	39	21,1	36	21,1
Fattore di distotors. in %	0,045	0,04	0,055	0,05	Il gener. oscilla	

lunghi, come avviene nel caso di una cassa acustica attiva). L'intero complesso è montato su una scheda in formato Europa. La parte che comprende il prestadio in classe A potrà essere montata separata dallo stadio finale in classe B, allo scopo di poter adattare il complesso alle dimensioni interne delle casse acustiche.

L'alimentatore dovrà erogare la tensione di ±24 V stabilizzata e quella di ±24 V non stabilizzata. Il trasformatore di alimentazione dovrà essere di adeguata potenza: 65 W per due amplificatori e 100 W per tre amplificatori finali (per una cassa acustica attiva a tre vie). Gli avvolgimenti secondari dovranno avere una tensione di 2 x 18/24 V. Sarà probabilmente più economico montare due trasformatori separati con le giuste tensioni secondarie. Lo schema dell'alimentatore è illustrato in *figura 4*.

I dati rilevati su un campione di questo circuito sono riportati in Tabella 2; questi dati sono stati misurati con una tensione di alimentazione dello stadio d'uscita di 61,8 V. Per la misura è stato impiegato un generatore audio con fattore di distorsione pari a 0,035 %.

MULTIMETRI DIGITALI TASCABILI

MULTIMETRO DIGITALE
DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI
Mod. 5608 - super slim -

- 3 1/2 digit
- 8 funzioni - 28 portate selezionate con commutatore
- Tensioni c.c.: 200 mV a 1000 V
- Precisione: ± 0,8% su tutte le portate
- Tensione c.a.: 200 mV a 100 V
- Precisione: ± 1,5% da 200 mV a 200 V ± 2% - 1000 V
- Resistenza: 200 Ω a 20 MΩ
- Risoluzione: 0,1 Ω
- Corrente c.c.: 200 μA a 10 A
- Precisione: ± 0,8%
- Corrente c.a.: 200 μA a 10 A
- Precisione: ± 0,8%
- Altre prestazioni: prova diodi prova transistor
- Dimensioni: 150x82x26

TS/3000-00

MULTIMETRO DIGITALE
DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI
Mod. 7608 - super slim -

- 3 1/2 digit
- 7 funzioni - 26 portate selezionate con 8 tasti
- Tensioni c.c.: 200 mV a 1000 V
- Precisione: ± 0,8% su tutte le portate
- Tensioni c.a.: 200 mV a 750 V
- Precisione: ± 1,3% da 200 mV a 200 V ± 2,5% - 750 V
- Resistenza: 200 Ω a 20 MΩ
- Risoluzione: 0,1 Ω
- Corrente c.c.: 2 mA a 10 A
- Precisione: ± 0,8%
- Corrente c.a.: 2 mA a 10 A
- Precisione: ± 0,8%
- Altre prestazioni: prova diodi prova transistor
- Dimensioni: 191x87x46

TS/3010-00

Lutron

KINGDOM

MULTIMETRO DIGITALE
DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI
Mod. DM 6010 - super slim -

- 3 1/2 digit
- 5 funzioni - 17 portate selezionate con 8 tasti
- Tensioni c.c.: 200 mV a 1000 V
- Precisione: 200 mV ± 0,5% da 2V a 1000 V ± 0,8%
- Tensioni c.a.: 200 V a 1000 V
- Precisione: 200 V ± 1,2% 1000 V ± 1%
- Corrente c.c.: 200 μA a 10 A
- Precisione: ± 1,2%
- Resistenze: 200 Ω a 2 MΩ
- Precisione: ± 1%
- Altre prestazioni: prova diodi
- Dimensioni: 180x82x38

TS/3050-00

MULTIMETRO DIGITALE
DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI
Mod. KD-305 - super slim -

- 3 1/2 digit
- 4 funzioni - 14 portate selezionate con slider
- Tensioni c.c.: 2 V a 1000 V
- Precisione: ± 0,8%
- Tensioni c.a.: 200 V a 750 V
- Precisione: ± 1,2%
- Corrente c.c.: 2 mA a 10 A
- Precisione: ± 1,2%
- Resistenze: 2 kΩ a 2 MΩ
- Precisione: ± 1%
- Dimensioni: 138x86x36

TS/3030-00

Per informazioni indicare **Rif. P 17** sul tagliando

DISTRIBUITI DALLA

Un piccolo compagno di viaggio con grandi capacità di elaborazione

COMPUTER PORTATILE HP-75 C

Non bisogna lasciarsi ingannare dalle dimensioni ridotte del nuovo computer portatile HP-75C. Questo oggetto così compatto, racchiude in sé un computer di straordinaria potenza. Potenza, velocità e gamma di possibilità dell'HP-75C superano quelli di computer ben più grandi.

L'HP 75C è alimentato da batterie ricaricabili: quindi non si è pertanto legati alla scrivania quando occorre accedere ad informazioni, registrare dati, verificare o dimostrare il risultato di decisioni alternative.

Memoria permanente significa che dati, programmi, ridefinizioni della tastiera, appuntamenti ed allarmi rimangono memorizzati nell'HP-75C anche quando è spento. Flessibilità e portatilità sono le caratteristiche chiave del nuovo HP-75C che ha tre porte per aggiungere moduli, della capacità di 16 kbyte, contenenti il software applicativo.

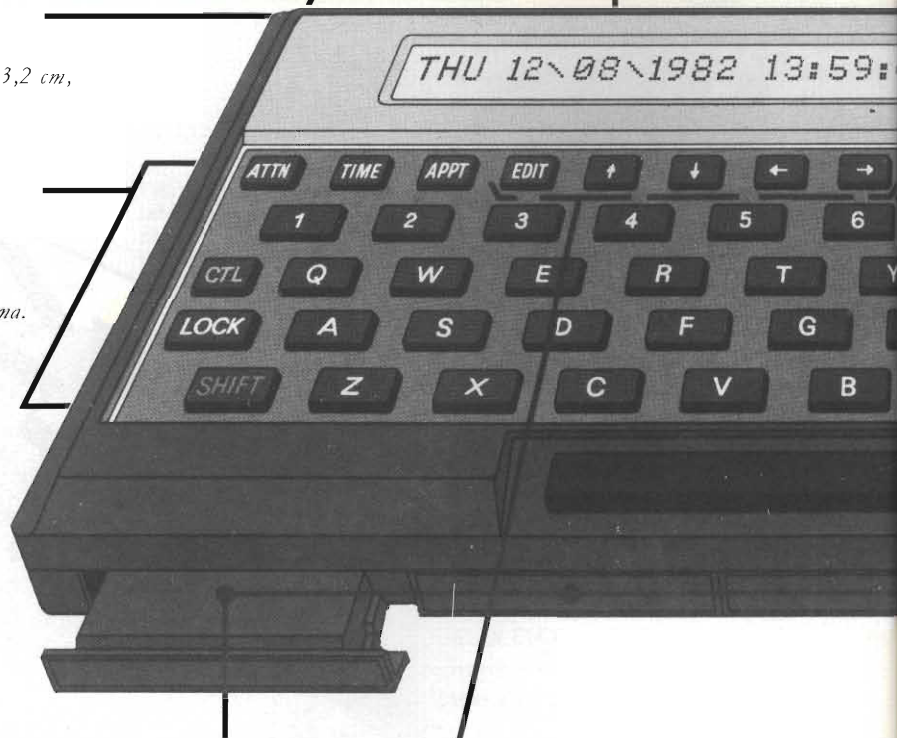
La tastiera offre molto più di quanto non sembri: è possibile infatti ridefinire più di 190 tasti o loro combinazioni per ottenere l'esecuzione immediata di programmi e comandi o per richiamare sussidi di battitura. Per memorizzare programmi, dati, testi o ridefinizioni della tastiera, è possibile usare schede magnetiche da 1,3 kbyte e il lettore di schede a scorrimento manuale integrato nell'HP-75C.

Questo computer portatile è molto, molto di più. Grazie all'interfaccia HP-

Segnalatore acustico incorporato
per allarmi programmabili.

Interfaccia HP-II
per collegamento a memoria massa a batterie, stampanti a batterie, strumentazione, TV, plotter grafico a color... pante grafica ad impatto, e più grandi.

Compatto e leggero
12,7 cm × 25,4 cm × 3,2 cm, 740 grammi.

Tastiera tipo macchina per scrivere
completamente ridefinibile manualmente o da programma.

Tre porte per moduli software
sviluppati dalla Hewlett-Packard o dall'utente, ROM da 16 kbyte.

Semplici tasti di editing

Fig. 1 - Computer portatile HP-75. I 16 kbyte di memoria utente in tecnologia CMOS (espandibili a 24 kbyte) permettono di trattare equazioni complesse, acquisire e manipolare dati, scrivere programmi in BASIC, memorizzare e ritrovare rapidamente informazioni attraverso una struttura di file multipli, memorizzare oltre 3000 appuntamenti con relativi messaggi ed allarmi acustici. I circuiti CMOS danno all'HP-75C la Memoria Permanente, che tiene memorizzati dati e programmi anche quando il computer è spento. È alimentato a batterie. Pesa 740 g.

IL (Hewlett-Packard Interface Loop) incorporata, l'HP-75C può gestire un sistema completamente alimentato a batterie comprendente memorie di massa, stampante e strumentazione di massa, stampante e strumentazione di misura.

Quando si viaggia è possibile portare il sistema di calcolo personale, con tanto di software su modulo, in una normale ventiquattrore.

Quando si ritorna in ufficio o in laboratorio è possibile usare l'HP-75C come il "cuore" di un sistema da tavolo con schermo video, stampante a piena pagina, plotter grafico, ecc. È possibile comunicare con il computer centrale o controllare strumentazione.

Fig. 2 - L'HP-75C ha una tastiera ben disegnata e leggera, con i tasti opportunamente distanziati per una digitazione rapida e senza errori. Oltre 100 comandi ed istruzioni BASIC e 41 funzioni numeriche costituiscono un insieme di istruzioni versatile e potente per la programmazione e la manipolazione dei dati. Più di 190 tasti e loro combinazioni possono essere ridefiniti per l'esecuzione di comandi, programmi o sussidi di battitura. Una ridefinizione standard attiva un tastierino numerico, analogo a quello usato sulle calcolatrici tascabili, per chi è abituato a questa disposizione dei tasti per una digitazione di dati più rapida. L'HP-75C ha in dotazione una mascherina di tastiera utilizzabile quando si opera con questa ridefinizione dei tasti. Il visore a cristalli liquidi dell'HP-75C visualizza 32 dei 96 caratteri di ogni linea. L'HP-75C ha un set completo di 256 caratteri ASCII con lettere maiuscole e minuscole e molti caratteri speciali. I caratteri hanno vere discendenti per consentire una migliore leggibilità.
▼

Visore a cristalli liquidi con 32 caratteri
(scorrimento fino a 96 caratteri per riga).

Pacco di batterie
ricaricabili al nickel-cadmio. Autonomia di 3-4 settimane con uso normale (minimo di 30 ore in modo Run). Il caricatore alimentatore è fornito con l'HP-75C.

Porta per modulo di memoria
utente aggiuntivo da 8 kbyte.

Memoria utente RAM di 16 kbyte
espandibile a 24 kbyte.

Processore a 8 bit in tecnologia C-MOS

HEWLETT PACKARD 75C
FET DEL CLR
8 9 0 - + BACK
U I O P * TAB
J K L ; = RTN
M , . / SHIFT RUN

Definizione automatica del tastierino numerico

Lettore di schede a scorrimento manuale per memorizzare
su schede magnetiche, 1300 byte per scheda, lettura casuale di file memorizzati su più tracce, protezione dei file.

Sistema operativo di 48 kbyte
con 167 parole chiave (104 BASIC, 41 numeriche; ora, calendario, sveglie, appuntamenti, ecc.).

Maggiore efficienza nella gestione del tempo, delle idee, delle informazioni

Il versatile partner HP-75C consente di risolvere equazioni complesse, creare sofisticati programmi in BASIC, acquisire dati in tempo reale, scrivere appunti e lettere, registrare appuntamenti che vengono poi segnalati con avvisi acustici e messaggi, predisporre segnali acustici per l'esecuzione di un lavoro o il lancio dell'esecuzione remota di un programma.

I moduli ad innesto preregistrato offrono rapide soluzioni in una vasta gamma di discipline economiche, scientifiche e tecniche. I programmi dei Libri di Applicazione dell'HP-75C riguardano matematica, elettronica, finanza, statistica, input/output, giochi. Un'amplissima serie di programmi è resa disponibile individualmente dalla Libreria degli Utilizzatori HP.

Potenza di calcolo accessibile a tutti

La Hewlett-Packard ha particolarmente curato la realizzazione di un sistema operativo estremamente semplice e colloquiale che guida e aiuta l'utente. Anche chi non sa nulla di computer, in poche ore è in grado di utilizzare con disinvoltura l'HP-75C per gestire appuntamenti o testi.

Il manuale operativo consente sia di familiarizzare con le operazioni di base come di sfruttare al massimo il computer in modo da essere presto in grado di produrre risultati più utili e precisi in meno tempo possibile.

Fig. 3 - L'HP-75C mediante l'interfaccia HP-IL può comunicare anche con altre unità periferiche come memorie di massa, stampanti o addirittura con computer più grandi (per esempio quelli della serie 80 e 200).

Un grande potenziale per la comunicazione dei dati

Hewlett-Packard ha progettato l'HP-75C in modo che potesse comunicare con una serie di unità periferiche e con altri computer mediante l'interfaccia HP-IL incorporata. Ad un primo livello l'HP-IL consente il collegamento con unità quali le memorie di massa o le stampanti alimentate a batteria.

Al secondo livello, una serie di moduli di interfaccia permette il collegamento ed il trasferimento di dati a e da computer più grandi quali i modelli HP Serie 80 e Serie 200, o HP 1000 e HP 3000 (*figura 3*). ■

MONITOR AD ELEVATA DEFINIZIONE

di D.T. Gent, A.J. Terry e L.J.W. Versel

Lo schermo del monitor è a pagina intera, formato A4, e cioè 210 x 297 Riuscendo il sistema elettronico a tracciare 7,7 righe per mm, e potendo contenere ogni riga 1728 elementi-immagine, il numero complessivo di pixel sarà 1728 x 7,7 x 297, e cioè quasi 4 milioni di pixel! Un contenuto d'informazione veramente eccezionale.

4 milioni di pixel

Si tratta di un monitor ad elevata definizione (fac-simile) capace di riprodurre 1728 elementi-immagini in una riga, e tracciare 7,7 righe per mm, ovviamente in direzione verticale. Dovendo riprodurre sullo schermo il formato A4, (e cioè 210 mm x 297 mm), le righe di scansione del raster dovranno essere complessivamente 2287 (297 x 7,7 = 2286,9). Per eliminare il fenomeno dello sfarfallìo, la frequenza di scansione di quadro dovrà essere interlacciata (100 campi, o semiquadri, al secondo, e cioè 100 Hz). Per produrre in ogni pagine il numero delle righe suddette, occorrerà che la frequenza di scansione di riga abbia il valore di 125 kHz.

Il tempo di scansione di riga è circa 8 μs; di questi, 2 μs circa vengono utilizzati per lo spegnimento della ritraccia orizzontale e 6 μs circa per la riproduzione dell'informazione di una riga. Dovendo riprodurre in un tempo di 6 μs, 1728 elementi-immagine, occorrerà che il segnale video (a impulsi) abbia una frequenza di 288 MHz, mentre la larghezza di banda di questo segnale dovrà essere superiore a 150 MHz.

Dai dati sopra indicati risulta che siamo in presenza di un monitor ad elevata definizione. Il numero di pixel è infatti 1728 x 2287 = 3.951.936. Pertan-

I componenti essenziali di questo monitor sono il tubo a raggi catodici e l'unità di deflessione. Il primo, dovendo riprodurre sullo schermo circa 4 milioni di pixel, deve possedere un puntino luminoso estremamente piccolo e focalizzato su tutte le parti dello schermo. A ciò provvede un cannone elettronico progettato appositamente, e l'angolo di deflessione ridotto (70°). L'unità di deflessione deve avere gli avvolgimenti disposti in modo da mantenere il punto luminoso focalizzato in tutte le parti dello schermo e introdurre inoltre un minimo di aberrazione sferica e di astigmatismo.

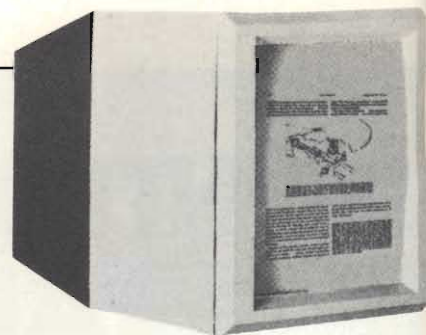



Fig. 1 - Monitor ad elevata definizione equipaggiato con il cinescopio M38-200 per il sistema Megadoc. ▶

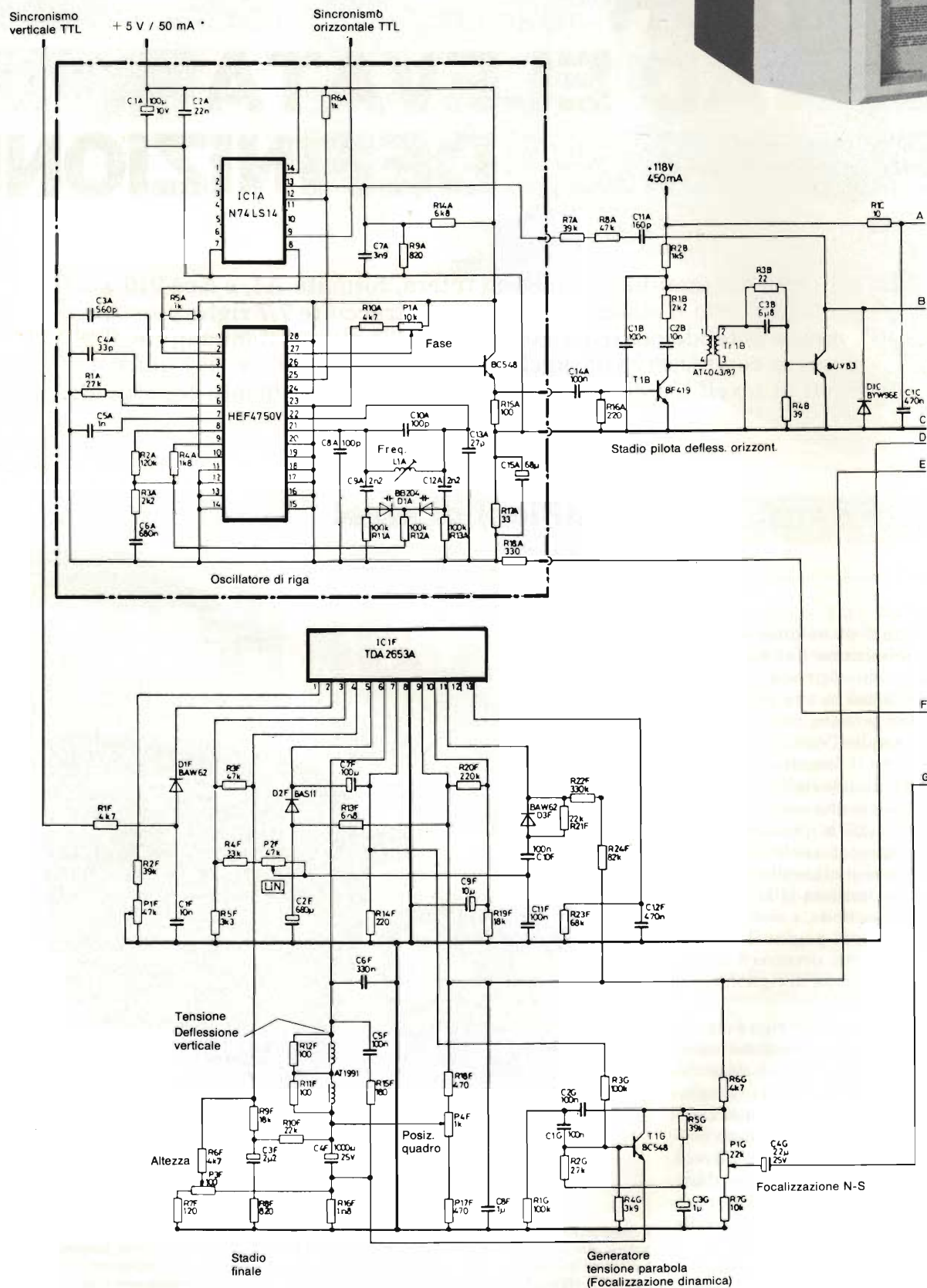



Fig. 2 - Schema elettrico del monitor.

AT 2076/54
Tr 1C
Focalizzazione
P1C
R3C 12M
R1D 68k
R2C 39k
C6C 33n
D2C BYV95E
C5C 10n 1000V
C1D 100n
Tr 1D
R3D 180
T1D BD136
T2D
R2D 10k
BC557
D8C BYV96E
Posizione immagine
C13C 33µ 40V
P3C 470 2W
AT4043/29
AT 1991
Defless. orizzontali
C1E 100n
Focal. E.O.
P1E 10k
C2E 47p
R2E 10k
R1E 4k7
C12C 220n
Stabiliz. alta tensione
Focalizzazione (orizzontale)
C3E 1n 8kV
R7E 180k 4W
R5E 330k
R8E 270k 1W
BF459
R4E 330k
R3E 4k7
R6E 1k
Focaliz. dinamica
R21H 22k
Ferrite
D3C BYW96E
D4C BYW96E
D5C BYW96E
D6C BYW96E
R6C 15
R7C *
L 3H
L4H
C8C 220µ 40V
C9C 10µ 63V
Luminosità
R4C 560k
R5C 220k
P2C 1M
C7C 10µ 250V
C11C 100µ 25V
C10C 10µ 25V
R8C 10
D7C
BYV 27/150
M38-200
R22H 820
C13H 220n 250V
C12H 1n
Accensione filamento
1A
D1H BZX79 C22
7812
IN
OUT
COM
C1H 1µ
BC557
T1
C2H 1n
R1H 12k
R2H 22k
C3H 100n
R8H 330
R4H 56
L1H
L2H
C4H 1µ
T2H BFR96S
R5H 1k8
R6H 1k0
R16H 6k8
D3H BAW62
D2H BZX79 6V8
BC547
Generat. corr
C5H 10n
BC337
C6H 100n
R17H 220
R18H 5k6
R19H 5k6
P20H 33k
P1H
P2H
Spegnimento (TTL)
Contrasto a distanza
C11H 6µ8
C7H 100n
C8H 100n
C9H 100n
C10H 22µ
7905
Cancellazione (opzionale)
T3H
T4H
BFR 96S
R7H 27
R8H 68
R9H 47
R10H 68
R11H 47
R12H 120
R13H 82
R14H 120
R15H 82
HXA 100114
1C1H
Ingresso video (ECL)
Amplif. video
Scala dei grigi (opzionale)

to, oltre al tubo appositamente studiato per fornire una definizione così elevata, occorrerà disporre di una adeguata unità di deflessione. A questo scopo è stata progettata l'unità AT 1991; gli avvolgimenti delle bobine sono stati realizzati secondo la nota tecnica già attuata per la realizzazione degli avvolgimenti dell'unità di deflessione del sistema autoconvergente 30AX per televisori a colori. L'angolo di deflessione è 70°.

Lo stadio di uscita orizzontale di questo monitor è strutturato nella maniera convenzionale: la deflessione orizzontale e l'alta tensione (EAT) di 18 kV vengono infatti entrambe ricavate dal trasformatore "diode split" AT 2076/54. Le bobine di deflessione orizzontale sono collegate in parallelo e pilotate direttamente dallo stadio finale. L'elevata frequenza di scansione orizzontale, caratteristica di questo monitor, richiede che il trasformatore venga accordato sull'armonica del ritorno di riga. Questo accordo si ottiene inserendo nella linea di alimentazione dello stadio finale di riga, una piccola induttanza L1C.

Il trasformatore di riga produce inoltre, com'è prassi, anche altre tensioni di alimentazione come per esempio, quella che alimenta lo stadio finale video e quelle richieste per il corretto funzionamento del cinescopio.

Il transistore dello stadio finale di riga (BUV 83) viene pilotato dal trasformatore AT 4043/87. In parallelo alle bobine di deflessione di riga viene collegato un circuito-trasduttore il cui compito è far dipendere la durata del tempo di ritorno di riga dall'intensità della corrente del raggio, sopprimendo in questo modo l'"effetto respiro" sull'immagine (in pratica il trasduttore fa variare di ≈200 kΩ l'impedenza della sorgente dell'EAT). L'"effetto respiro" si verifica tutte le volte che l'ampiezza dell'immagine varia al variare della corrente del fascio.

Come oscillatore di riga viene impiegato il circuito integrato LOCMOS HEF 4750 V. La stabilità della posizione dell'immagine che potrebbe variare in seguito a variazioni del tempo di immagazzinamento del transistore finale di riga, è assicurata da un circuito PLL. Le variazioni del tempo di immagazzinamento del transistore di riga sono dovute, come è noto, alle inevitabili variazioni della temperatura.

La deflessione di quadro è ottenuta mediante impiego del circuito integrato TDA 2653A munito dei relativi circuiti di protezione. La tensione di alimentazione dello stadio finale è ottenuta aggiungendo a quella di alimentazione la tensione ricavata raddrizzando l'impulso di ritorno di quadro.

Il sistema di focalizzazione dinamica (e cioè focalizzazione in funzione dell'angolo di deflessione), viene attuato sia lungo la deflessione verticale che quella orizzontale del fascio; ciò consente di avere un'ottima focalizzazione del punto luminoso su tutte le parti dello schermo.

Il circuito d'ingresso video impiega un circuito integrato ECL della serie 100 K (HXA100114). Per poter ottenere senza problemi la larghezza della banda video richiesta si è cercato di tenere più piccole possibili le capacità di uscita dell'amplificatore video. Per questo motivo l'amplificatore video viene montato sullo stesso circuito stampato

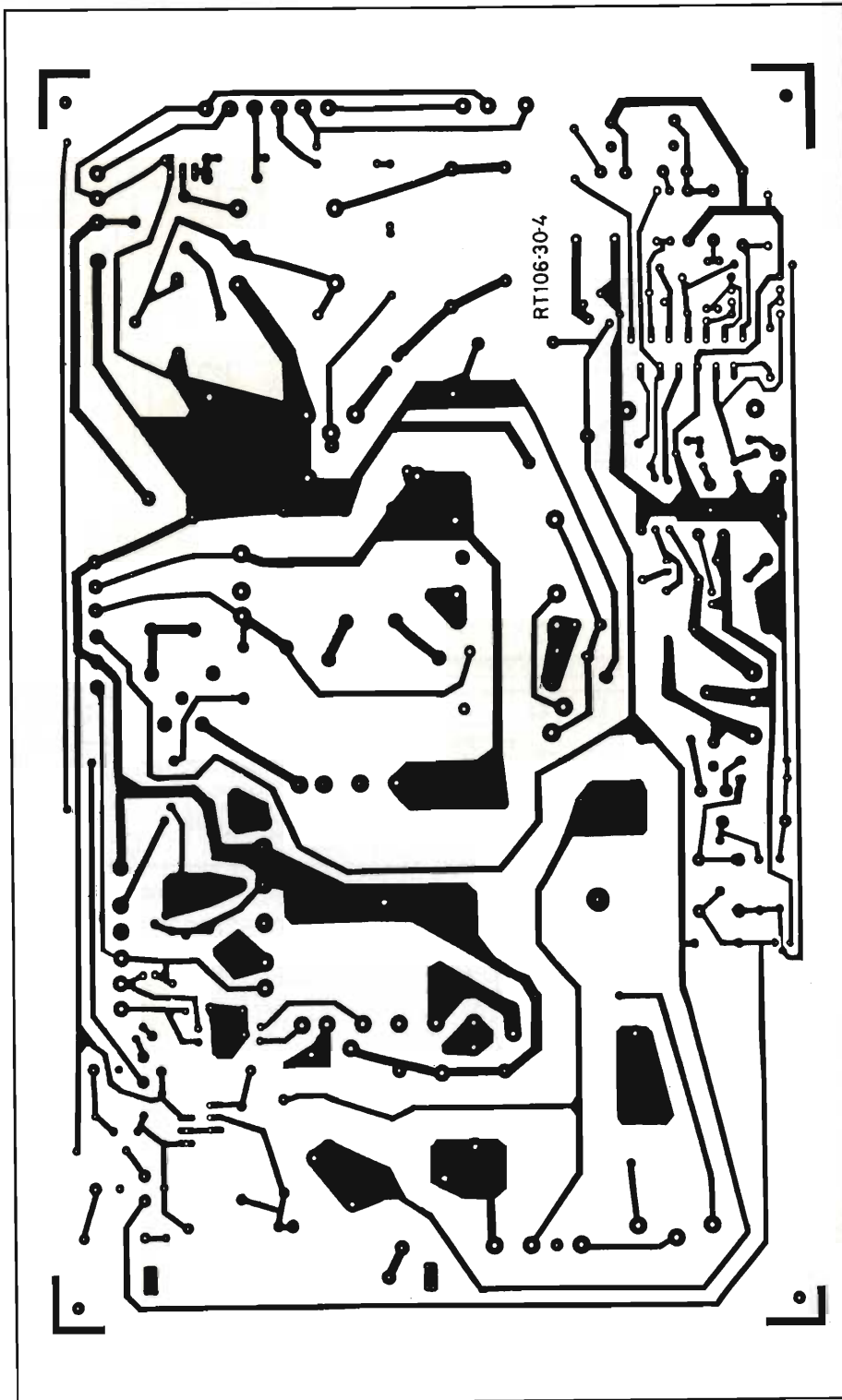



Fig. 3 - Piastra del circuito stampato principale.

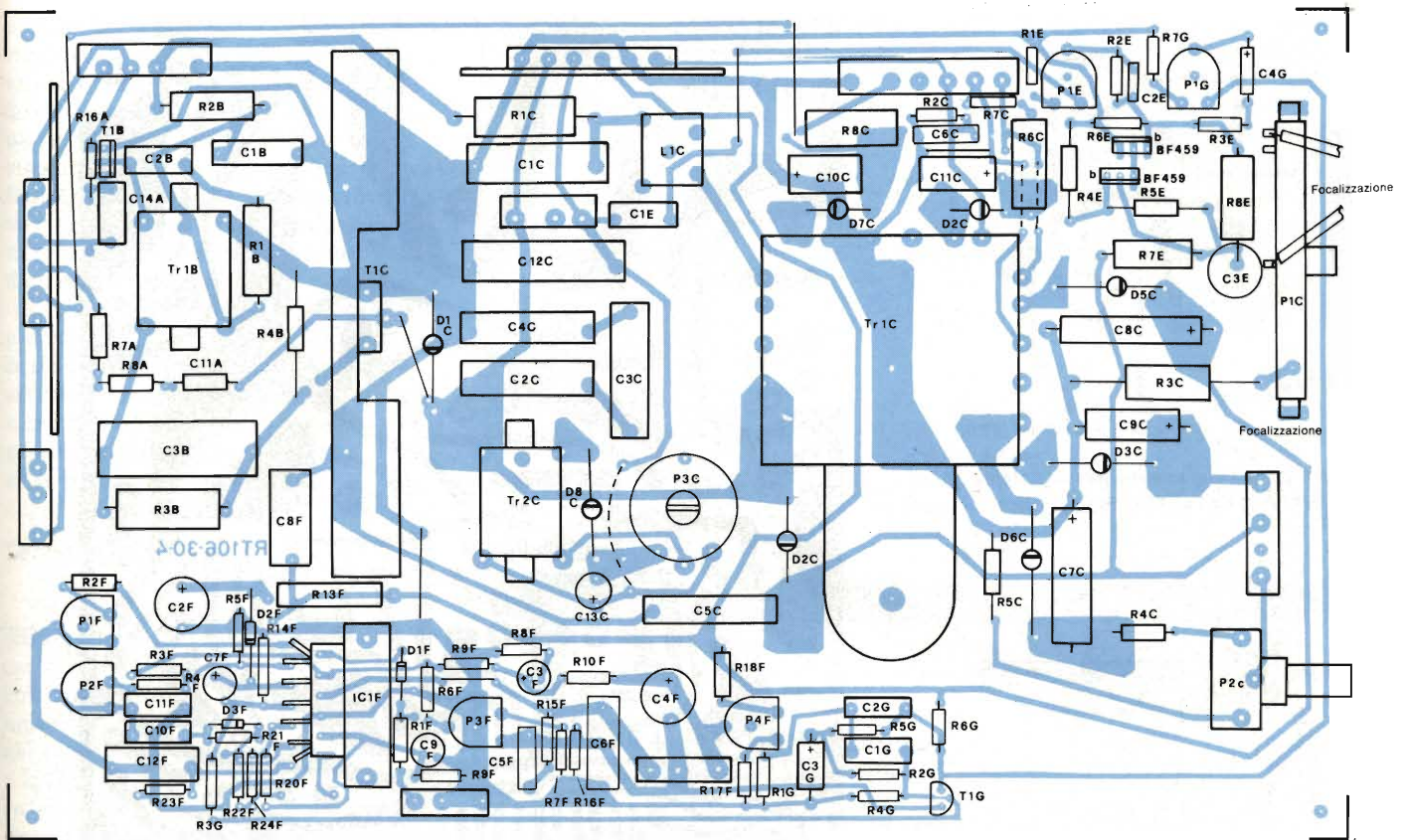



Fig. 4 - Circuito della piastra principale con i componenti montati.

che contiene lo zoccolo di alimentazione del cinescopio. Il transistore UHF di potenza impiegato è il tipo BFR 96 S, di media potenza; possiede una capacità di uscita bassa e ampi margini di escursione della potenza.

Essenzialmente, lo stadio finale video è formato da una "long tailed pair" comandata dalle uscite complementari della porta ECL.

Il condensatore presente in base del transistore superiore (T_{2H}, BFR96S) ha un valore di capacità basso per compensare la capacità collettore-base; di consequenza, lo stadio si comporta non come un "cascode" ma piuttosto come "totem pole" in quanto ripartisce la tensione di uscita tra il transistore rispettivamente superiore e inferiore. La "corrente di tail" è controllata da un regolatore di tensione il quale, in condizioni di massimo pilotaggio, fa si che i transistori finali lavorino sempre al di sotto del loro punto di saturazione; nel-

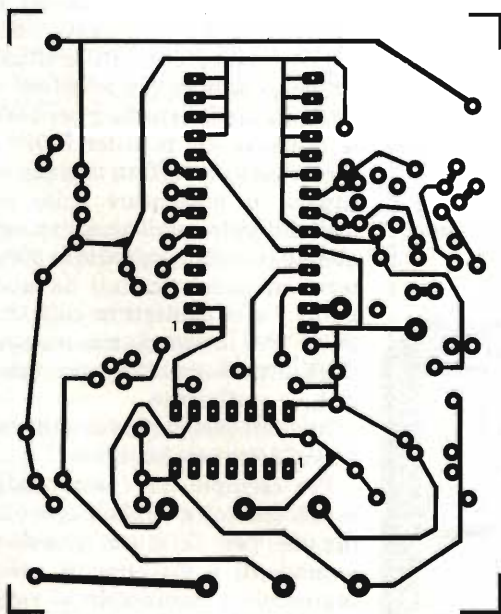



Fig. 5 - Circuito stampato dell'oscillatore di riga.

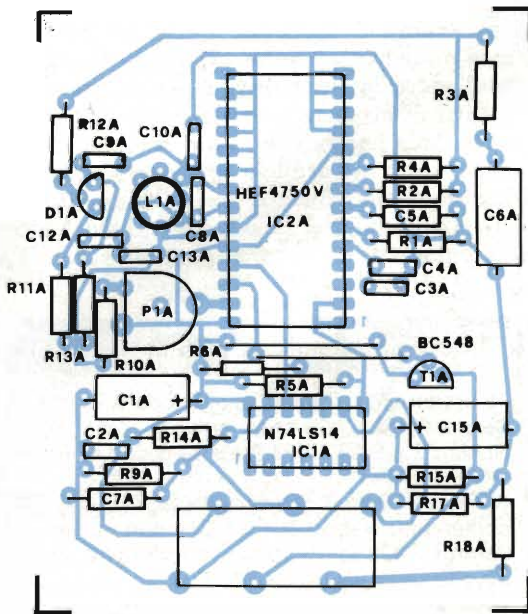



Fig. 6 - Disposizione dei componenti nello stampato di fig. 5.

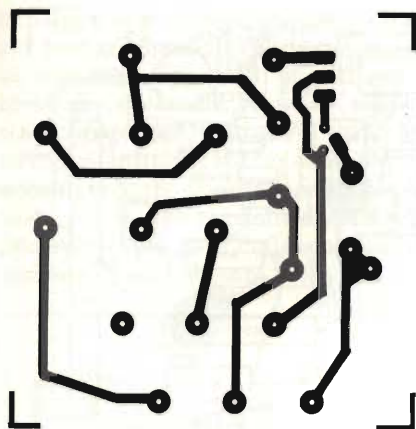



Fig. 7 - Circuito stampato per il sistema di stabilizzazione dell'alta tensione.

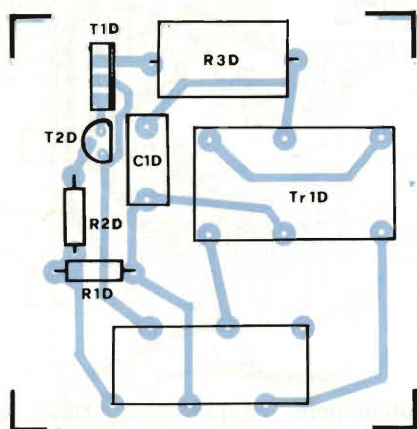



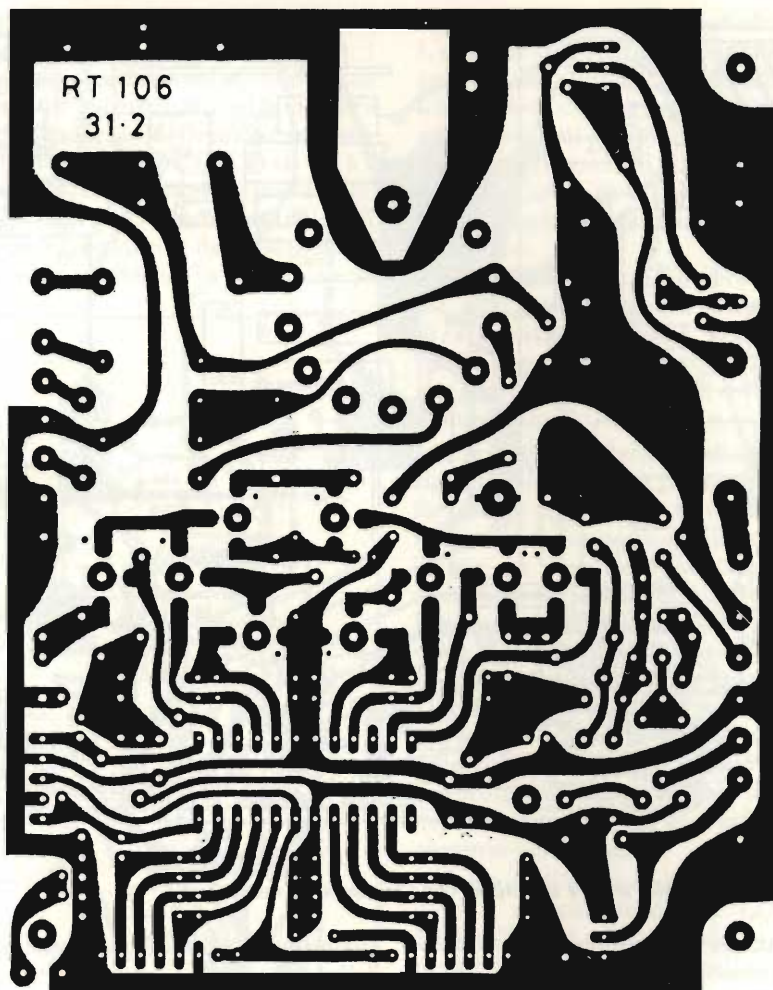
Fig. 8 - Come in figura 7 ma con i componenti montati.

Fig. 9 - Circuito stampato dell'amplificatore video.

lo stesso tempo consente di avere ingressi per un sistema di controllo dell'ampiezza a distanza (contrasto a distanza).

Il circuito stampato dove si trovano lo zoccolo del tubo e l'amplificatore video è strutturato in maniera da ospitare due stadi finali video identici; ciò consentirebbe infatti di ottenere una maggiore ampiezza della banda video in quanto il collegamento in parallelo dei due amplificatori tenderebbe a ridurre la capacità d'ingresso del tubo che non è di poco valore.

APPENDICE: Particolarità costruttive del tubo M 38-200 per monitor ad elevata definizione

Nonostante le tecnologie rivali come quelle dei cristalli liquidi e dei LED abbiano fatto e stiano facendo considerevoli passi in avanti, gli attuali monitor a media e ad elevata definizione debbono ricorrere (forse ancora per poco) al "vecchio" tubo a raggi catodici che rimane pertanto l'unico tubo a vuoto e a catodo caldo presente in mezzo a dispositivi allo stato solido.

I primi monitor utilizzavano i cinescopi impiegati nella televisione; alcuni, e precisamente i monitor più economici, li impiegano tuttora. Per riprodurre caratteri alfanumerici formati mediante matrici di punti, i cinescopi TV non sono però adatti, e attualmente vengono sempre più sostituiti da tubi appositamente studiati per soddisfare le esigenze dei monitor EDP. Attualmente esistono infatti tubi per monitor capaci di presentare sullo schermo qualche milione di punti (pixel) con i quali è possibile riprodurre 8000 caratteri ben incisi ricavati da matrici di punti 7 x 9, ospitati in celle di 9 x 14 punti. Per la stragrande maggioranza degli attuali monitor, una tale risoluzione è sufficiente.

In molti casi però i valori di risoluzione suddetti non bastano.

Per esempio, per poter distinguere senza difficoltà simboli come 1, l, I e !, oppure per formare piccole lettere ascendenti e discendenti poste dopo maiuscole e minuscole si richiedono celle formate da almeno 18 x 32 punti; e inoltre, un monitor a pagina intera per

Tabella 1 - Dati di costruzione di alcuni trasformatori e di alcune bobine

T_{r1D} =	75 spire di filo di rame smaltato da 0,28 mm (2 bobine) Sezione pilota: 300 spire, di filo di rame smaltato da 0,10 mm Nucleo 2 x E 25/13/7 (traferro 3 x 0,0005")
L_{1A} =	120 μH ± 6%
L_{1H} =	540 nH: 9 spire di filo di rame smaltato da 0,25 mm avvolte su contenitore Neosid P 1011-3/4 con nucleo 4 x 0,5 x 6/G 900
L_{2H} =	380 nH - 820 Ω: 15 spire di filo di rame smaltato da 0,25 mm avvolte su resistore da 820 Ω
L_{3H}, L_{4H} =	15 μH

sistemi fac-simile standard ad elevata risoluzione richiede non un milione ma quasi quattro milioni di pixel (1728 x 2287) come abbiamo già visto. Altre applicazioni richiedenti valori elevati di risoluzione in maniera da non perdere il dettaglio originale, sono quelle relative a grafiche complicate e alle immagini normalmente richieste in campo medico e diagnostico.

Il nuovo tubo *M38-200*, con il suo puntino luminoso (spot) di diametro ridotto e uniforme soddisfa le suddette esigenze. Sulla porzione utile del suo schermo (200 mm x 270 mm) è infatti in grado di presentare circa quattro milioni di pixel!

Tecnologia del tubo

Esternamente, il tubo M38-200 non si differenzia da un tubo monocromatico convenzionale: la differenza sta nell'ottica elettronica. Per poter realizzare una risoluzione di circa 4 milioni di pixel su uno schermo formato A4, (21 cm x 29,7 cm), occorre che il punto luminoso (spot) sia più piccolo possibile e nello stesso tempo, abbastanza luminoso in maniera da poter essere visto ad una normale illuminazione dell'ambiente. Per motivi pratici, le dimensioni e l'aspetto del tubo devono essere identici a quelli di un monitor normale; anche le correnti di pilotaggio e le tensioni devono avere valori standard. Per l'utilizzatore infatti, l'unica significativa differenza rispetto agli altri monitor, è la risoluzione che il tubo deve possedere, e cioè la sua abilità a presentare anche i minimi dettagli di una data informazione. È quest'ultima esigenza che fissa in modo inequivocabile le dimensioni che deve avere il puntino luminoso.

I parametri più importanti che influiscono sul diametro del puntino luminoso (d_s) sono:

- la temperatura effettiva del catodo T,
- il diametro d_o dell'area catodica dalla quale si diparte il fascetto di elettroni,
- la tensione acceleratrice V,
- il tratto L lungo il quale il fascetto di elettroni converge in maniera lineare, ed infine
- il diametro D in corrispondenza del quale il fascetto comincia a convergere (*figura 11*).

Quanto sopra può essere espresso, in forma semplificata, dalla seguente formula:

$$d_s \approx \frac{d_o L}{D} \sqrt{\frac{T}{V}}$$

Tabella 2 - Dati caratteristici principali del monitor ad elevata definizione

Cinescopio	M38-200; 15", 70°
Unità di deflessione	AT 1991 (bobine orizzontali collegate in parallelo, bobine verticali collegate in serie)
Frequenza di riga	125 kHz
Ritorno di riga	1,6 μs
Frequenza di quadro	100 Hz, raster interlacciato
Ritorno verticale	0,6 μs
EAT	18 kV
Linearità orizzontale	< 3%
Linearità verticale	< 3%
"Respiro" immagine (0-100 μA)	< 1%
Tempo salita segnale video	< 2,5 ns con V_{pp} = 30 V
Segnale d'ingresso	Impulsi di sincronismo orizzontale e verticale diretti in senso positivo a livello TTL. Segnali video a livello ECL.
Assorbimento di corrente e tensione di lavoro	450 mA con 120 V e 50 mA con 5 V

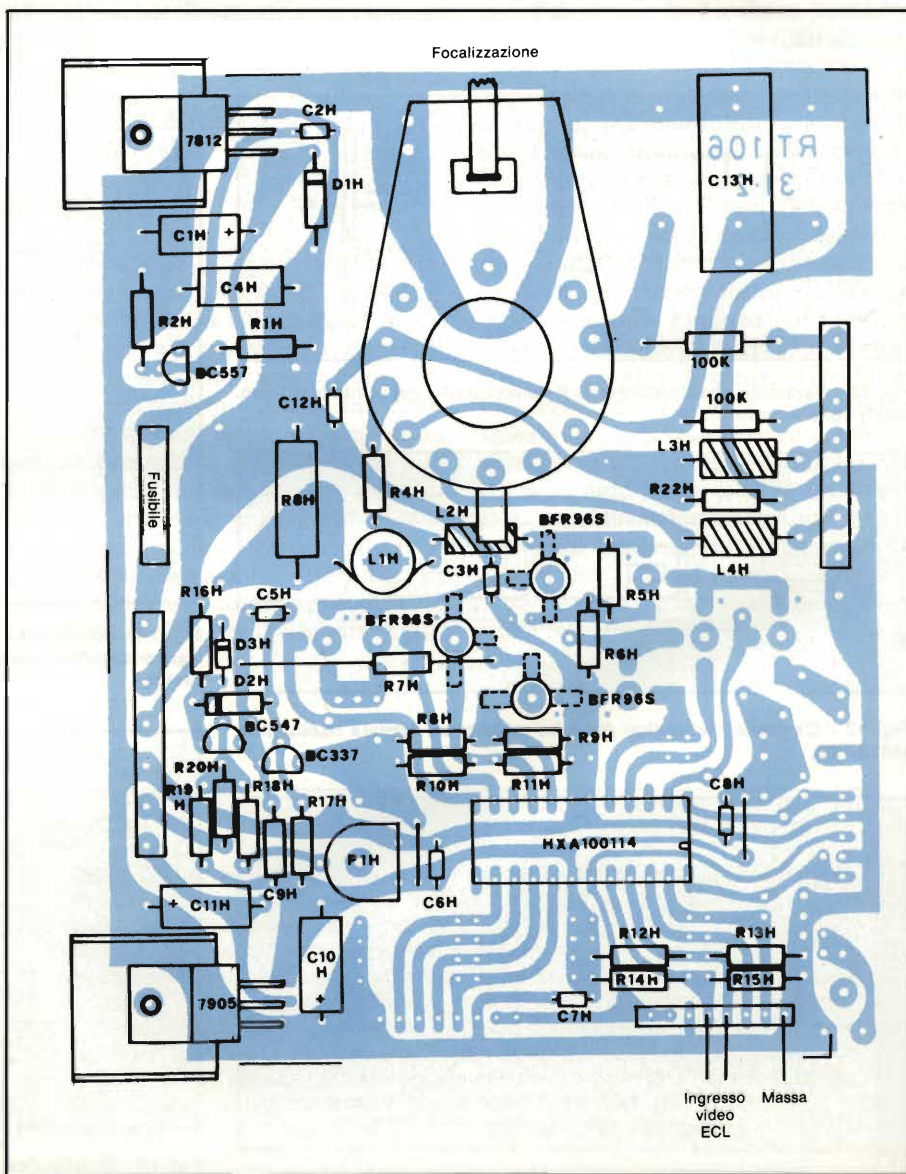



Fig. 10 - Circuito stampato dell'amplificatore video con i componenti montati.

in questa formula, T (temperatura) viene fissata dal tipo di catodo impiegato, mentre per V può essere preso il valore di 18 kV, che rappresenta il limite massimo superiore impiegato in pratica. Da ciò consegue che i fattori sui quali si potrà agire per poter influire sul diametro del punto luminoso d_s, rimarranno soltanto d_o, L e D.

Per rendere piccolo il diametro d_o dell'area catodica dalla quale si diparte il fascetto di elettroni si impiega una prima griglia avente un foro molto piccolo; nel tubo M38-200, il diametro di questo foro è 0,3 mm.

Bisogna tener presente però che mentre un d_o piccolo consente di ottenere un piccolo diametro del punto luminoso, lo stesso d_o piccolo tenderà ad aumentare il carico sul catodo. Così per esempio, nel tubo M38-200, l'intensità di fascio necessaria per produrre la massima intensità luminosa dello schermo, produrrà al centro della superficie attiva del catodo, un carico approssimativo di 2 A/cm². Stando così le cose, per essere sicuri che il tubo abbia una vita molto lunga si è ricorsi ad un catodo "impregnato".

Sempre per ridurre il diametro del puntino luminoso occorrerebbe ridurre il tratto L di convergenza del fascio, e nello stesso tempo aumentare il diametro D di convergenza del medesimo.

Il vantaggio conseguito agendo su questi due parametri verrebbe però annullato dal fenomeno della sfocalizzazione dovuta alla deflessione. Quest'ultima infatti tende ad aumentare via via che aumenta l'angolo di deflessione del fascio. Per ridurre al minimo nel tubo M38-200 la sfocalizzazione del fascio prodotta dalla deflessione, si è fatto in modo che l'angolo di deflessione non superasse i 70°.

Per avere una focalizzazione esente da aberrazione sferica si è usata una lente a diametro costante e a potenziale parimente costante. Si sa inoltre che maggiore è il diametro della lente focalizzatrice rispetto alle dimensioni del fascio, minore sarà l'aberazione sferica da essa introdotta. Siccome il fascio all'interno degli elettrodi assume un diametro notevole, si sono impiegati elettrodi focalizzatori con diametro di 18 mm.

È per questo motivo che il cannone elettronico del tubo M38-200 presenta una prima porzione (quella cioè che presiede alla produzione e alla modulazione del fascio) di piccole dimensioni, seguita da una porzione con dimensioni maggiori che provvede, come abbiamo visto, alla focalizzazione (*figura 12*). La messa a punto di un cannone formato da parti di così differenti dimensioni richiede un'estrema cura nella fabbricazione e nel montaggio.

Unità di deflessione

Per il tubo M38-200 è stata progettata una unità di deflessione apposita, e precisamente il tipo AT1991. In questa unità, le bobine di riga e di quadro sono

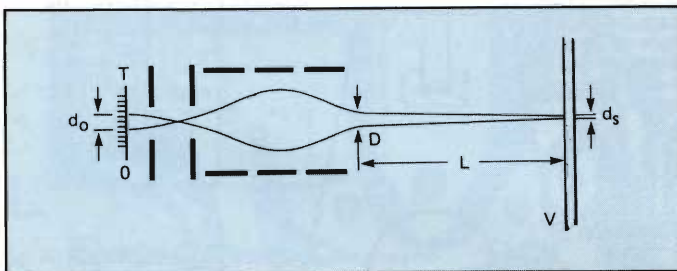



Fig. 11 - Parametri che determinano il diametro (d_s) del punto luminoso (spot) sullo schermo.

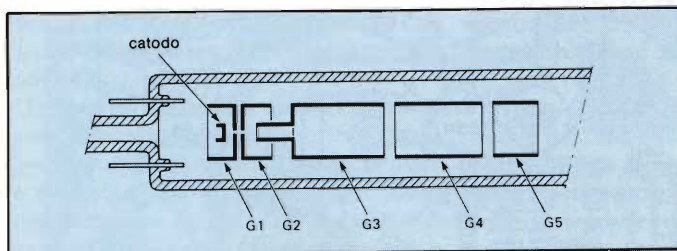



Fig. 12 - Cannone elettronico del tubo monitor ad elevata risoluzione MS38-200.

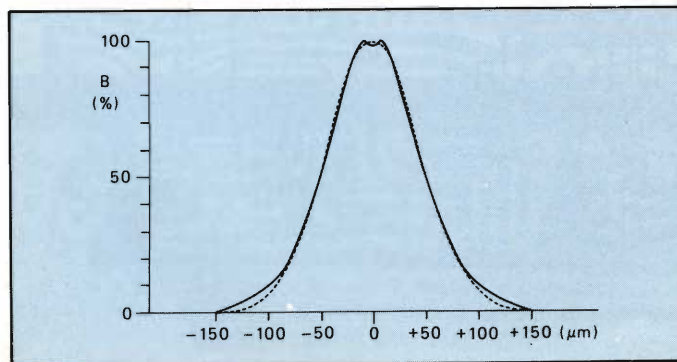



Fig. 13 - Distribuzione della luminanza del punto luminoso sullo schermo dell'M38-200.

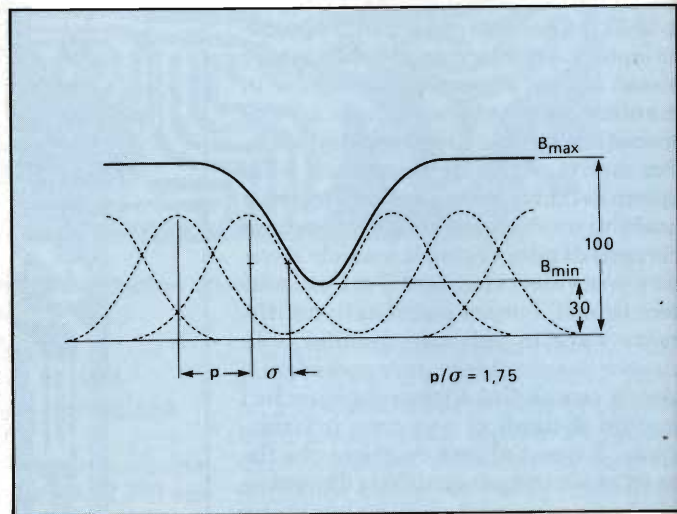



Fig. 14 - Distribuzione della luminanza dall'una e dall'altra parte di una riga orizzontale nera formata tralasciando una riga di scansione del raster.

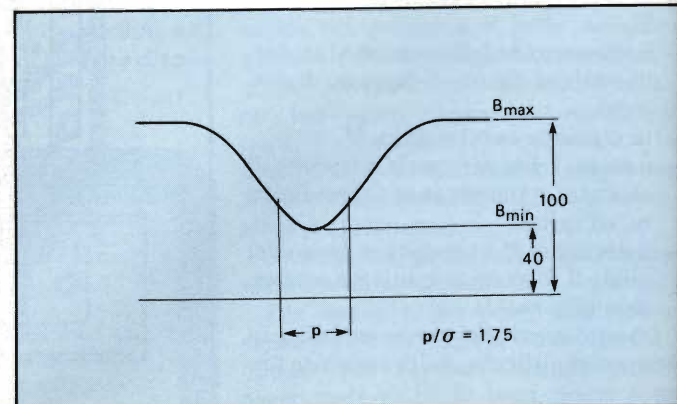



Fig. 15 - Distribuzione della luminanza dall'una e dall'altra parte di una linea nera verticale ottenuta tralasciando un punto di ciascuna riga successiva del raster.

a doppia sella; hanno gli avvolgimenti divisi in sezioni, non hanno flange posteriori. Questa tecnologia tende ad eliminare quasi del tutto l'astigmatismo e l'aberazione sferica e a rendere minima la sfocalizzazione agli angoli del raster. I campi magnetici di deflessione hanno una configurazione tale da non richiedere correzioni aggiuntive del raster: correnti di deflessione ad andamento perfettamente lineare producono infatti un raster rettangolare con i lati perfettamente diritti. Nonostante questi accorgimenti, esiste sempre una certa sfocalizzazione dovuta alla deflessione; questa però potrà essere eliminata del tutto dal circuito della focalizzazione dinamica. L'unità incorpora inoltre magneti permanenti regolabili che servono a centrare il raster e ad eliminare l'astigmatismo residuo.

Il monitor descritto in questo articolo è tuttora utilizzato nel sistema di archivio elettronico conosciuto come MEGADOC, e sviluppato dai Laboratori di Ricerca della Philips. L'archivio elettronico completo occupa lo spazio di un tavolo da ufficio, ma può contenere elettronicamente un archivio di documenti che richiederebbero una stanza di 50 metri cubi. Questo sistema di memorizzazione può infatti contenere un milione e mezzo di normali pagine stampate; ciascuna pagina può essere richiamata e letta sullo schermo del monitor nello spazio di 5 secondi. Il sistema di memorizzazione è, in linea di principio, quello già utilizzato per memorizzare immagini TV, e cioè, il videodisco. Il sistema del MEGADOC è spiegato ampiamente nell'articolo (1) della Bibliografia.

Risoluzione

La risoluzione al centro dello schermo offerta dalla combinazione M38-200/AT1991 corrisponde a più di 3000 linee TV. Un criterio più valido per valutare le prestazioni di un tubo siffatto è quello che fa riferimento ad un raster di righe avente 7,7 righe per mm, corrispondenti pressapoco a 8 punti per mm. La riga nera *orizzontale* più sottile tracciabile su un tale raster si ottiene omettendo una riga di scansione del raster medesimo; la riga nera *verticale* più sottile possibile si ottiene invece omettendo un punto su ciascuna riga successiva.

Luminanza e corrente di fascio

La luminanza dello schermo Bs dipende dall'area dello schermo S, dalla corrente di fascio i, dalla tensione di accelerazione V, dal rendimento del fosforo η, e dalla trasmissione del vetro T_g secondo la formula:

$$B_s = \frac{\eta i V T_g}{\pi S}$$

Per la riproduzione di informazioni fac-simile occorre che lo schermo sia in grado di raddoppiare, in una stanza ben illuminata, la luminanza di una pagina bianca. La luminanza di una pagina, ammesso un coefficiente di riflessione di 0,9, illuminata da 500 lux è data da:

$$B = \frac{500}{\pi} \times 0.9 = 143 \text{ cd/m}^2$$

dove cd/m² sono le candele per m².

Il tubo M38-200 possiede una superficie utile dello schermo S = 0,054 m² e una trasmissione del vetro $T_g = 0,5$; ne consegue che, supponendo che il fosforo abbia un rendimento di 45 lm/W, e la tensione di accelerazione abbia il valore di 18 kV, la corrente di fascio richiesta sarà data da:

$$i = \frac{143 \times 0.054 \times \pi}{45 \times 18 \times 10^3 \times 0.5} = 59 \mu A$$

Fosfori

Il tubo M38-200, viene offerto in differenti versioni di fosfori dello schermo. Ciascuna è adatta a particolari applicazioni; così nel caso di prestazione di documenti, le migliori prestazioni si ottengono con fosforo WA. Quando infatti si deve leggere alternativamente la pagina presentata sullo schermo e la pagina reale, il bianco caldo con cui viene presentata la pagina sullo schermo faciliterà l'adattamento dell'occhio in questa osservazione alternata. In campo medico si preferisce il bianco standard W (P4) per il semplice fatto che il suo "taglio blu" consente un confronto più facile con fotografie di radiografie. Quando infine il parametro più importante è la brillantezza, conviene utilizzare un fosforo verde (GH).

Tutti i tipi di fosfori suddetti sono a breve persistenza, e di conseguenza, richiedono, per eliminare lo sfarfallìo, una frequenza di quadro di almeno 75 Hz. (In via teorica si potrebbero impiegare anche fosfori a lunga persistenza; questi però hanno la tendenza a degradare la qualità dell'immagine e pertanto non sono raccomandati). Nella maggior parte delle applicazioni, una frequenza di quadro di 75 Hz richiede una frequenza di riga di almeno 100 kHz ed una velocità bit-video di 200 Mbit/s. Questi valori di velocità richiedono ovviamente un'elettronica elaborata, fattibile ad ogni modo con i mezzi attualmente a disposizione, come appunto dimostrato dal progetto del monitor descritto. ■

Bibliografia

1) DE VOS, J.A. *'Megadoc, a modular system for electronic document handling'*, Philips Technical Review 39, No. 12, 1980, pp. 329-343.
2) *'Desk-size digital file stores million and a half pages'*, Electronic Components and Applications, Vol. 4, No. 1, Novembre 1981, pp. 60, 61.
3) Redazione - *Display a pagina intera (10^6 pixel) realizzato con componenti normali TV* - Selezione di tecniche elettroniche - Dicembre 1982 pag. 96.
4) L. Cascianini, A. Ciuciura - *Monitor a colori ad elevata definizione: 500 pixel per riga* - Selezione di tecniche elettroniche, Marzo 1981 pag. 22.
5) L. Ciucira, V. Cadovic - *Cinescopi per sistemi digitali: tipi e caratteristiche* - Selezione di tecniche elettroniche, Giugno 1982 pag. 29.

N.B. Gli articoli 1) e 2) sono fornibili dietro richiesta alla Redazione.

AMPLIFICATORE F.I. A LARGA BANDA PER RICEZIONE TV DA SATELLITE

**È risaputo che le trasmissioni regolari TV da satellite inizieranno a partire dal 1986. In questo frattempo, i maggiori costruttori dei componenti richiesti da questi sistemi stanno introducendo nuove tecnologie che consentano di ridurre il costo di questi componenti non a scapito però delle prestazioni.
E ciò, per il fatto che, per la prima volta, apparecchiature appartenenti al settore professionale dovranno avere prezzi accessibili al mercato consumer. In questo articolo viene presentato un amplificatore F.I. a larga banda a due stadi, impiegante il transistore BFG 65.
La banda amplificata va da 950 a 1750 MHz.
Semplificazioni tecnologiche hanno consentito di realizzare la complicata struttura del chip di questo transistore mantenendo nello stesso tempo le prestazioni desiderate.**

P. Moors e T.H. Vittenbogaard, Philips. Elcoma

Nella serie di articoli "In diretta dai satelliti", la redazione di Selezione in stretta collaborazione con i tecnici della RO.VE.R., ha fatto il punto su questo argomento, documentando i risultati conseguiti dai sistemi di ricezione progettati da questa società con una serie di fotografie di immagini TV in chiaro trasmesse dal satellite ECS-1, e del tutto inedite in Italia (1) e (2). Nella terza parte di questa serie di articoli sono state presentate le nozioni-base richieste per la corretta progettazione di una stazione ricevente. Tutti i parametri necessari a questo progetto sono stati definiti con formule, illustrate e spiegate con esempi pratici (3).

In questo articolo presentiamo un esempio di applicazione di un nuovo transistore, il BGF 65, progettato dalla Philips-Elcoma per essere impiegato nell'amplificatore a larga banda a frequenza intermedia del convertitore (down converter) di una stazione ricevente a terra.

Per comodità del lettore ricordiamo brevemente la struttura essenziale di un sistema di ricezione TV da satellite in modo da localizzare esattamente il punto di questa catena dove potrà essere impiegato questo nuovo transistore. Nella figura 1 è riportato lo schema a blocchi. Esso è formato da due sezioni ben distinte: una comprende l'antenna ricevente a parabola e costituisce l'unità esterna in quanto si trova fuori dall'abitazione; l'altra è chiamata *l'unità interna* dato che si trova all'interno dell'abitazione. L'unità esterna provvede a captare con l'antenna a parabola il segnale proveniente dal satellite, e a trasformarlo grazie alla presenza di un oscillatore locale, su un valore di frequenza intermedia compreso tra 0,95 e 1750 GHz con valore centrale di

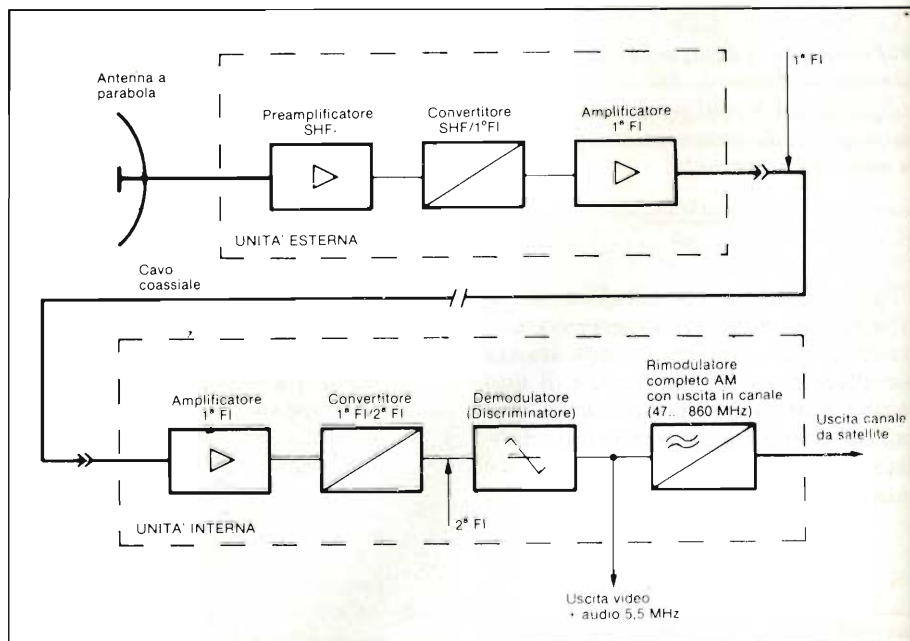



Fig. 1 - Schema a blocchi semplificato di un sistema di ricezione TV da satellite.

1,350 GHz.

I segnali TV da satellite convertiti su questo valore di frequenza intermedia pervengono all'unità interna tramite cavo coassiale. L'unità interna rielabora questo segnale e lo somma a quelli terrestri forniti dall'impianto d'antenna già esistente.

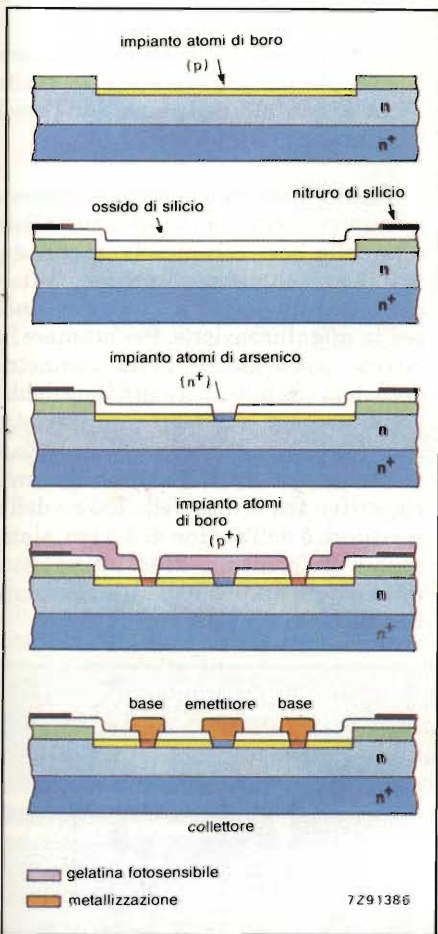



Fig. 2 - Fasi principali della costruzione del chip del transistore BFG 65.
Per poter realizzare le strutture estremamente sottili della base e dell'emettitore (strutture interdigitate) è stata "saltata" una operazione di mascheratura.
I problemi di allineamento richiesti dai sistemi convenzionali a due maschere vengono pertanto eliminati, e la realizzazione del transistore diventa quindi più economica.

È già stato detto che in Europa, i servizi *regolari* di trasmissione TV via satellite (DBS) inizieranno a partire dal 1986 (1). Per i costruttori di antenne a parabola, dei convertitori da 12 a 1 GHz (unità esterna), dei tuner, dei demodulatori e dei decodificatori, questa data è diventata un traguardo al quale occorre arrivare con componenti ad elevata affidabilità, e con apparecchiature riceventi aventi le caratteristiche rispondenti a tutte le esigenze del sistema e, fattore più importante trattandosi di un apparato a grande diffusione come lo è appunto il televisore, con prezzi compatibili con quelli delle altre apparecchiature consumer esistenti sul mercato. Lo sforzo che devono compiere i costruttori dei componenti e delle altre apparecchiature non è quindi di poco conto dato che in passato questi sistemi di ricezione erano destinati esclusivamente al settore professionale, dove il fattore prezzo non assume di regola quell'importanza che ha nel settore delle apparecchiature a grande diffusione.

Caratteristiche del transistore BFG 65

In questo articolo viene presentata *un'idea* di progetto riguardante l'amplificatore a larga banda (950 - 1750 MHz) del convertitore a 1 GHz. Questo amplificatore F.I. potrà eventualmente essere utilizzato anche nei cosiddetti *estensori di linea* dei sistemi di ricezione ad antenna centralizzata (sistemi cioè nei quali un'unica antenna a parabola provvede a servire molti ricevitori).

L'amplificatore è realizzato con componenti discreti ed impiega il transistore NPN a larga banda BFG 65 (*figura 2*) appositamente realizzato per questo impiego e di cui nella *tabella 1* si danno le caratteristiche principali. Il transistore fa parte della famiglia dei noti transistori a larga banda della serie BFR/BFQ di cui possiede le seguenti caratteristiche.

— *frequenza di transizione elevata* (f_T), grazie alla struttura a dita e al sistema d'impianto di ioni utilizzato per la formazione dell'emettitore e della base, e agli strati epitassiali e sottili con cui questi elettrodi sono stati realizzati. Essi hanno infatti uno spessore di 1,2 µm mentre nei tipi equivalenti, esso va da 3 a 4 µm. Lo spessore sottile abbrevia il tempo di transito dei portatori di cariche all'interno del collettore.

— *basso rumore*, ottenuto grazie alla elevata frequenza di transizione combinata con il basso valore della resistenza della base, dovuta alla struttura a dita molto sottili, data a questo elettrodo. La distanza tra le dita dell'emettitore della base è 2,5 µm; la larghezza di un dito dell'emettitore è appena 0,75 µ.

— *guadagno elevato*, anche questa caratteristica è una conseguenza del fatto che il transistore possiede una f_T molto elevata unitamente a una bassa capacità di reazione, caratteristiche queste conseguenti alla struttura estremamente sottile data agli elettrodi, la quale permette di ridurre al minimo la superficie che il collettore e la base occupano nel chip.

Tabella 1 - Caratteristiche principali del transistore BFG 65

guadagno in potenza (a 2 GHz*)	11 dB
guadagno in corrente continua (I_C = 15 mA, V_{CE} = 5 V)	100
frequenza di transizione (a 500 MHz*)	7,5 GHz
dissipazione complessiva di potenza (fino a T_{amb} 60 °C)	300 mW
massima temperatura alla giunzione	150 °C
figura di merito (a 2 GHz*)	3 dB
capacità di reazione	0,5 pF
contenitore	SOT - 103**

* *I_C = 15 mA, V_{CE} = 8 V, T_{amb} = 25 °C*
** *questo stesso chip è disponibile anche come BFQ 66 (SOT - 173), BFQ 65 (SOT-37) e BFQ 67 (SOT-23).*

— *metallizzazione a base di titanio-platino-oro*, formata da uno strato conduttore in oro, uno strato barriera di platino e di titanio che impedisce che si formi una lega oro-silicio. Il titanio inoltre si comporta come adesivo, realizzando in questo modo un'eccellente contatto ohmico.

— *sigillatura di tutta l'area del chip* mediante nitruro di silicio in maniera da proteggerlo e isolarlo dall'ambiente.

Oltre a tutte queste caratteristiche,

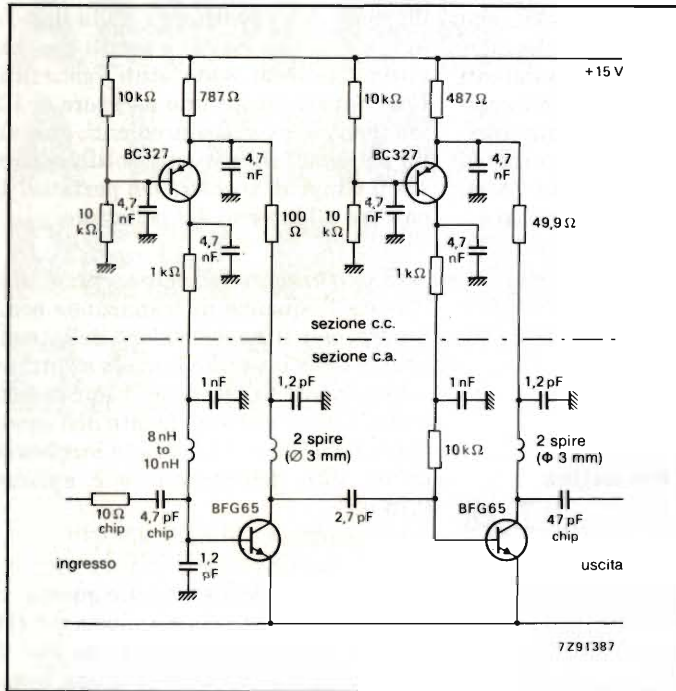



Fig. 3 - Amplificatore a frequenza intermedia a larga banda a due stadi realizzato con i transistori BFG 65. In alto, si trova la sezione in c.c.; in basso, quella in c.a., quella cioè che provvede all'amplificazione del segnale.

quella che certamente prevale per le ragioni suddette, è il costo del componente che è relativamente basso.
Transistori alternativi al BFG 65 possono infatti essere reperiti solo tra quelli a microonde impiegati in campo professionale i quali hanno notoriamente prezzi molto elevati. Conseguenza: questo transistore permetterà di realizzare stadi a frequenza intermedia di convertitori e di estensori di linea a basso prezzo, e questo sarà un fattore estremamente importante per apparecchiature che dovranno far parte delle normali apparecchiature consumer.

Le nuove tecnologie che hanno permesso di ridurre le strutture del BGF 65

Il cristallo del BGF 65 è realizzato secondo un processo planare epitassiale che si discosta da quello convenzionale. Quest'ultimo prevede inizialmente la formazione su un substrato n $^+$ (n arricchito) di uno strato epitassiale di tipo n sul quale, a sua volta, vengono formate con il processo di impianto di ioni, le regioni rispettivamente della base (tipo p) e dell'emettitore (tipo n).

In particolare questo processo di costruzione convenzionale avviene così:

— deposizione di un primo strato di ossido di silicio, e successiva formazione su questo strato, di finestre allo scopo di impiantare le dita p $^+$ di contatto della base (boro);

— rimozione dello strato di ossido di silicio intorno e tra le dita di contatto, e impianto di uno strato profondo di boro per poter formare la regione di base di tipo p;

— deposizione di un secondo strato di ossido di silicio e formazioni di finestre su questo strato allo scopo di impiantarvi le dita dell'emettitore di tipo n $^+$ (arsenico);

— riapertura delle finestre del contatto della base per poter eseguire la loro metallizzazione;

— metallizzazione a base di titanio (Ti), platino (Pt) e oro (Au) per realizzare i contatti della base e dell'emettitore.

Questo sistema costruttivo convenzionale richiede per la produzione delle dita della base complessivamente due fasi di mascheratura: una per effettuare l'impianto di ioni p $^+$, e una seconda per la metallizzazione. Per ottenere l'estrema accuratezza della geometria della base, le maschere suddette debbono avere un allineamento perfetto, compito questo estremamente arduo se si pensa che nel BFG 65 la distanza rispettiva tra le dita della base e dell'emettitore è dell'ordine di 2,5 μm; siamo quindi in presenza di strutture estremamente sottili e nello stesso tempo ben distinte tra loro.

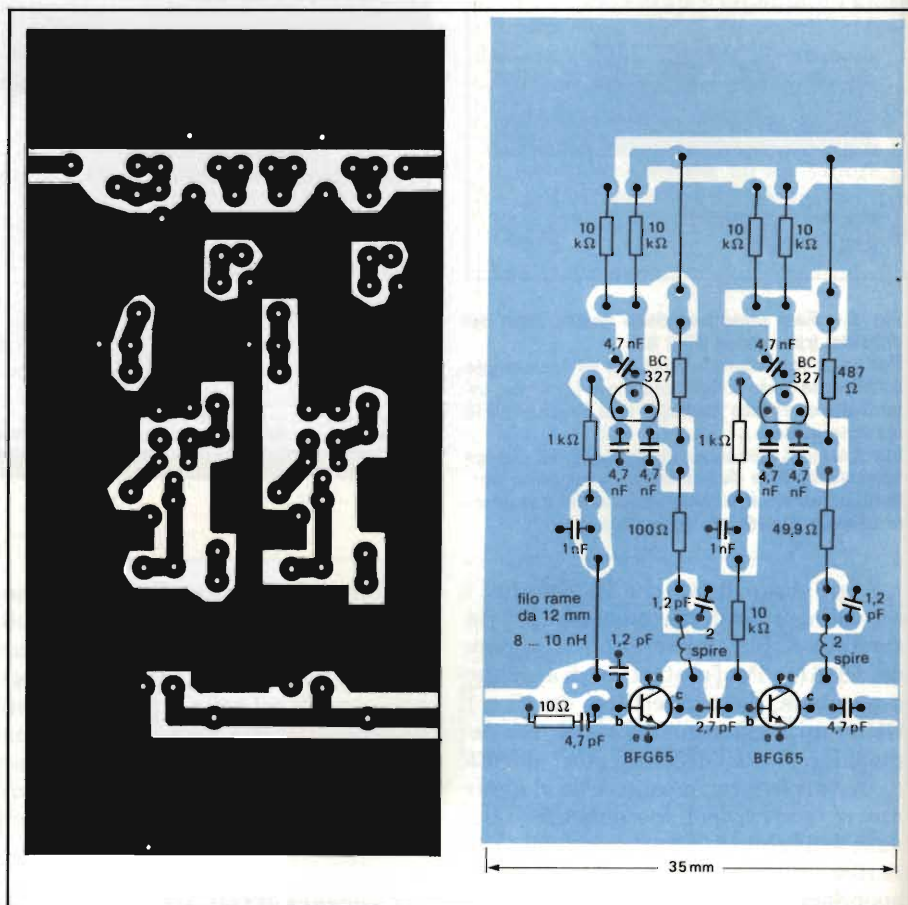



Fig. 4 - Circuito stampato per la realizzazione dell'amplificatore di figura 3, lato rame (a sinistra) e lato componenti (a destra).

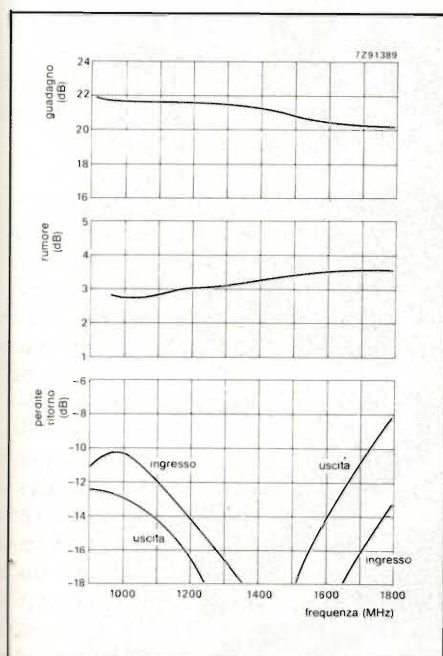



Fig. 5 - Andamento del guadagno, del rumore e delle perdite di ritorno (onde stazionarie) in funzione della frequenza.

Tabella 2 - Caratteristiche essenziali dell'amplificatore	
campo di frequenza	950...1750 MHz
variazione nella risposta in frequenza	± 1 dB
guadagno in potenza	20 dB
cifra di rumore	4 dB
rapporto onde stazionarie (VSWR) all'ingresso e all'uscita	2

Per realizzare il transistore BFG 65 si è dovuto pertanto seguire un processo costruttivo leggermente diverso (*figura 2*). Questo nuovo sistema prevede l'impianto delle dita di contatto della base *dopo* l'impianto delle dita n $^+$ dell'emettitore. In questo modo, l'impianto dei contatti della base avranno luogo esattamente prima del processo di metallizzazione e utilizzeranno la stessa struttura (geometria) delle finestre presente nello strato dell'ossido. Ne consegue quindi che, per produrre le zone di base, questo nuovo processo richiederà una sola operazione di mascheratura, eliminando automaticamente problemi di allineamento.

Il risultato è che con questo accorgimento, pur ricorrendo alle convenzionali tecnologie, è stato possibile realizzare strutture di elettrodi sottili, fino ad ora mai ottenute.

Eliminare un processo di mascheratura significa semplificare la costruzione del transistore, ridurre il numero degli scarti in sede di produzione, ed in definitiva abbassare il suo costo.

Il BFG 65 in un amplificatore F.I. a larga banda

La *figura 3* riporta il circuito di questo amplificatore, e la *figura 4* il circuito stampato, lato rame e lato componenti.

È stato detto (*tabella 1*) che il BFG 65 possiede un guadagno molto elevato; pertanto, per ottenere un guadagno in potenza superiore a 20 dB saranno sufficenti due stadi; inoltre, per poter adattare l'ingresso del primo stadio al circuito d'antenna a 75 Ω, tutto ciò che si richiede è un solo resistore collegato in serie all'ingresso.

Il transistore BFG 65 possiede gli elettrodi della base e dell'emettitore in strutture "interdigitate" estremamente sottili. Infatti, la distanza tra un dito dell'emettitore e quello della base misura appena 2,5 µm; inoltre la larghezza di un dito dell'emettitore è appena 0,75 µm. Queste strutture estremamente sottili riducono il rumore e aumentano contemporaneamente il guadagno in quanto riducono la superficie collettore-base. Questo chip possiede inoltre una frequenza di taglio F_T con valore tipico di 7,5 GHz; e ciò grazie al sistema di impianto ad ioni con cui vengono drogate le regioni rispettivamente della base e dell'emettitore e alla sottigliezza dei rispetivi strati epitassiali (1,2 µm rispetto ai 3 ... 4 µm dei dispositivi equivalenti).

Per ridurre l'induttanze parassite, le quali di solito introducono fenomeni di dispersione, l'accoppiamento del segnale nei circuiti rispettivamente d'ingresso e di uscita è realizzato mediante condensatori a chip.

In ciascun stadio, la tensione tra collettore ed emettitore è stata fissata su un valore aggirantesi sui 7 V mentre la corrente di emettitore del secondo stadio ha il valore di circa 15 mA, valore corrispondente alla corrente di emettitore (I_E) alla massima frequenza di taglio (f_{Tmax}).

Siccome il primo stadio lavora a potenza più bassa, anche la sua corrente di emettitore sarà più bassa (circa 9 mA), e questo contribuisce ovviamente a ridurre il rumore. Il fatto che il BFG 65 possegga per sua natura un livello di rumore essenzialmente basso implica che, nonostante la presenza nel circuito d'ingresso del resistore di adattamento di 10 Ω, la cifra di rumore complessiva del circuito risulterà superiore a 4 dB.

Prestazioni dell'amplificatore

Nella *tabella 2* sono indicate le caratteristiche principali dell'amplificatore.

Una loro presentazione più efficace si può vedere nella *figura 5* dove, in funzione della frequenza, sono indicate la risposta in frequenza dell'amplificatore, la sua cifra di rumore e le perdite di ritorno (onde stazionarie o VSWR). ■

Bibliografia

(1) Ing. V. Parenti, E. Romano - *In diretta sui satelliti* **Selezione di tecniche elettroniche** N. 1/1984 pag. 78.
(2) Ing. V. Parenti, E. Romano - *Panoramica sui satelliti TV a 4 GHz.* **Selezione di tecniche elettroniche** N. 2/1984, pag. 32.
(3) Ing. V. Parenti, E. Romano - *Nozioni-base per la corretta progettazione della stazione ricevente.* **Selezione di tenciche elettroniche** N. 3/1984, pag. 82.

Goldatex. I telefoni che ti sono vicino anche quando non sei vicino al telefono.

Goldatex. Senza fili, per telefonare dove e quando vuoi. In auto, in barca, in fabbrica, nel cantiere, Goldatex ti tiene collegato al mondo attraverso il tuo telefono.

Apparecchi con raggio d'azione da 100 mt. a 5 km., tutti controllati uno per uno, tutti con garanzia di 12 mesi, tutti con prezzo Goldatex: richiedi i cataloghi alla Casella Postale 10488 – 20100 Milano.

Goldatex. Più di 1.000 negozi e oltre 20 cèntri di assistenza in tutta Italia.

Mod. V-3000. Raggio d'azione 1 km. Funzione interfono separata; funzione parla-ascolta incorporata con microfono indipendente. Memoria per 10 numeri telefonici; presa per registratore.

Passi avanti nella telefonia.

315. HUDSON STREET NEW YORK N. Y. 10013

Per informazioni indicare **RIf. P 18** sul tagliando

CIRCUITO PER LA PROGRAMMAZIONE DELLE PROM BIPOLARI

A motivo della elevata velocità, le PROM bipolari rappresentano un'interessante alternativa ai componenti realizzati in tecnologia MOS. Per questo motivo è stato proposto di utilizzare questi componenti non solo come memorie di programma, ma anche in sostituzione dei circuiti logici TTL (1). Un loro più ampio impiego non è possibile per questi due motivi: non è possibile cancellarle e programmarle non è molto facile. Il primo inconveniente dipende dalla tecnologia, mentre per il secondo viene proposta in questo articolo una soluzione. In ogni caso, le PROM prodotte da diversi fabbricanti hanno piedinatura compatibile per quanto riguarda la lettura, mentre non avviene altrettanto per la programmazione.

Esame del problema

Esaminando le istruzioni di programmazione delle PROM da 256 x 4 bit, fornite da differenti costruttori si riscontrano le seguenti caratteristiche comuni:

— sono necessarie tensioni fino a 20 V

— questi generatori di tensioni devono fornire una corrente che può arrivare a parecchie centinaia di mA

— i generatori di tensioni devono avere la possibilità di essere attivati e disattivati ed il fronte di commutazione positivo deve avere una determinata pendenza.

Il nocciolo del problema è perciò come produrre queste tensioni.

Schema elettrico

Il circuito descritto (*figura 1*) è stato progettato per permettere la programmazione della TBP24S10 della TI, uno tra i componenti più difficile da programmare. Introducendo particolari modifiche, possono essere programmate anche altri tipi di memorie. Un'adatta realizzazione del circuito permette di memorizzare parole da 8 bit, per un'estensione di memoria di 4 K.

Il comando del circuito è attuato mediante il modulo di interfaccia 8255, adattabile senza difficoltà a qualsiasi processore della famiglia 8080. Per in-

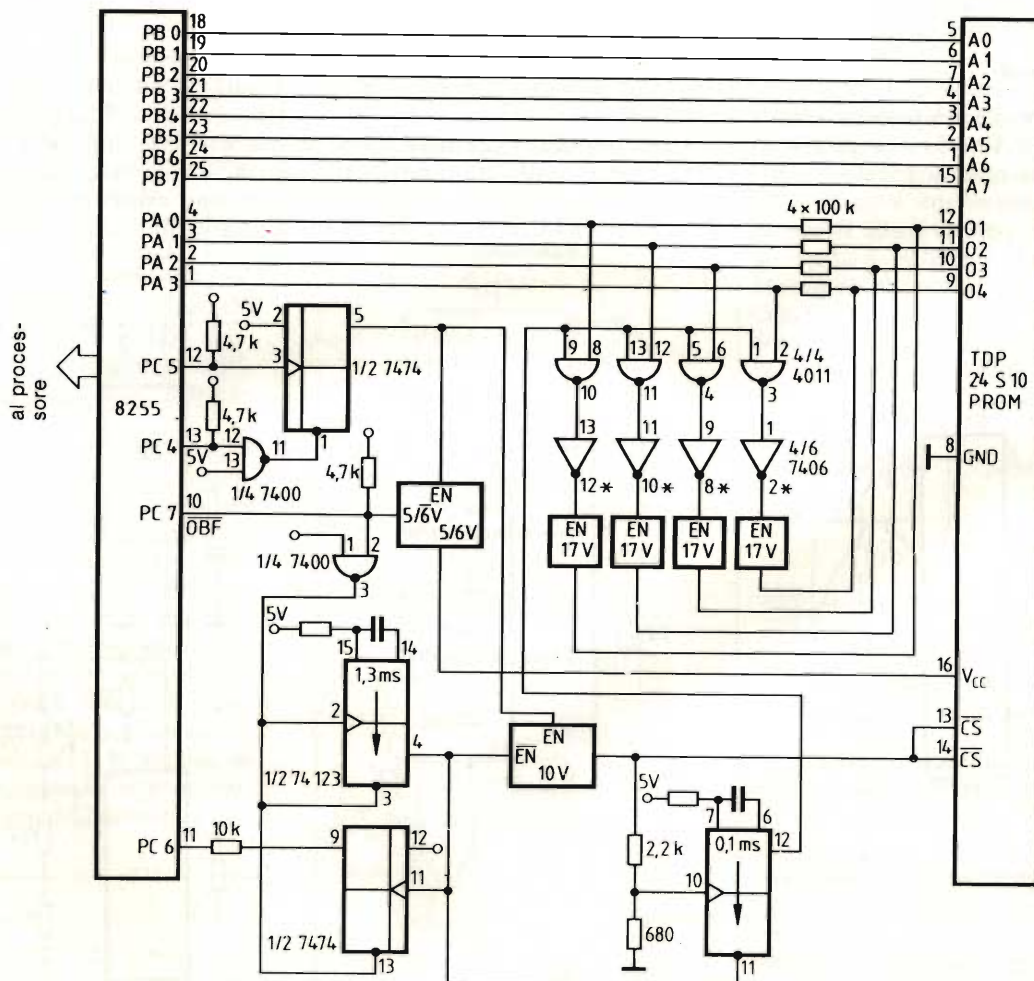



Fig. 1 - Schema del dispositivo per la programmazione delle PROM bipolari. In figura 2 sono illustrati i particolari dei generatori di tensione.

dirizzare la PROM viene utilizzata la porta B; tramite la porta A avviene lo scambio dei dati. La metà superiore della porta C serve per il comando. La metà inferiore potrà essere utilizzata per indirizzare memorie di maggiore capacità.

Per la lettura della memoria, la porta A è programmata per funzionare da ingresso, e le porte B e C come uscite (parola di controllo $90). La PROM riceve la tensione di alimentazione dopo aver scritto $ A0 nella porta A. Per leggere una parola nella memoria occorre scrivere il relativo indirizzo nella porta B; il contenuto della locazione così indirizzata apparirà sulla porta A. Per togliere nuovamente corrente allo zoccolo della memoria, tutti i collegamenti dell'8255 devono essere predisposti come ingressi (parola di controllo $ 9B).

Programmazione

Per mantenere più semplice possibile la parte software, l'8255 viene qui gestito in handshake, modo 1 (parola di controllo $CF).

L'handshake per la porta B viene ignorato; il segnale "Output buffer full A" fa partire il processo di programmazione; il segnale "Acknowledge" informa il processore che la programmazione è terminata.

Dopo che l'8255 è stato inizializzato, si dovrà attendere che appaia un livello "alto" al bit 7 della porta C, in quanto per l'inizializzazione deve esser fatto partire il monostabile 1. Successivamente, settando il bit 5 della porta C (parola di controllo $0B), viene data via libera alle tensioni di alimentazione.

A questo punto la PROM può essere programmata. All'inizio, tutti i bit sono a livello "alto". Ad ogni passo di programmazione, potrà essere riprogrammato un bit. Allo scopo, dovrà essere scritto nella porta B il corrispondente indirizzo. Successivamente, si scrive una parola nella porta A, nella quale un solo bit è a livello "alto". Questo bit viene programmato successivamente. Per eseguire questa operazione, occorre dapprima portare a 6 V la tensione su Vcc, applicando poi una tensione di 10 V agli ingressi ENA. Quando a questi ingressi la tensione ha raggiunto il livello di 10 V, il monostabile 2 inizierà a produrre l'impulso di programmazione.

Per ognuno dei bit da programmare, dovrà essere scritta una parola nella porta A. Per evitare un sovraccarico termico della PROM, il processo di programmazione dovrà essere ripetuto soltanto ad intervalli di 4 ms. Dopo la programmazione per togliere di nuovo la corrente dallo zoccolo della memoria, tutti i collegamenti dell'8255 dovranno essere definiti come ingressi (parola di controllo $ 9B).

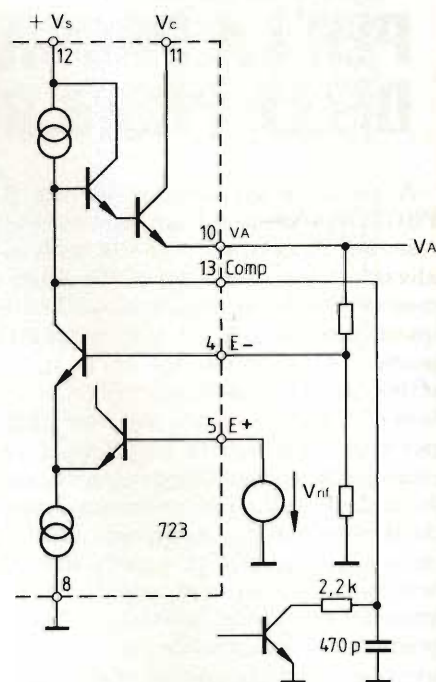



Fig. 3 - Particolare del circuito interno del regolatore di tensione impiegato.

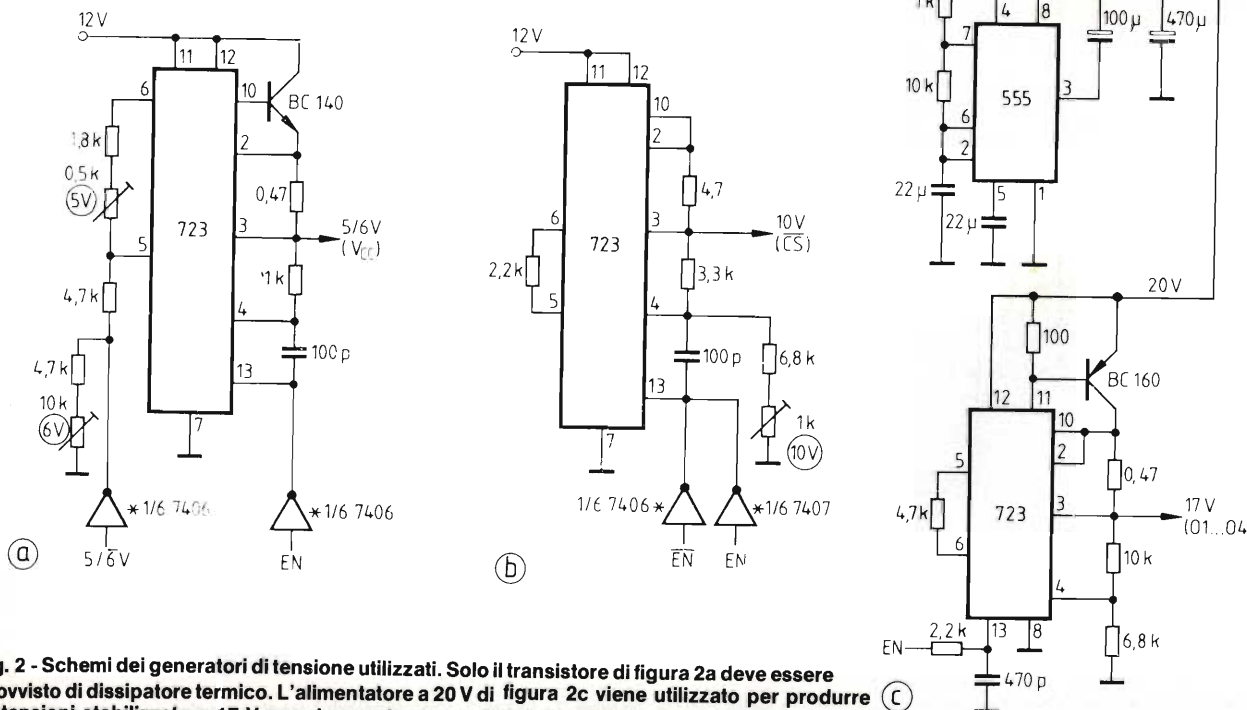



Fig. 2 - Schemi dei generatori di tensione utilizzati. Solo il transistore di figura 2a deve essere provvisto di dissipatore termico. L'alimentatore a 20 V di figura 2c viene utilizzato per produrre le tensioni stabilizzate a 17 V per ciascun ingresso dati della PROM.

Alimentazione

I generatori di tensione, rappresentati schematicamente in figura 1, sono illustrati con tutti i particolari in *figura 2*. La commutazione di "Vcc" tra 5 e 6 V è ottenuta cortocircuitando una parte del partitore di tensione, mentre il resto del circuito corrisponde ad uno schema proposto in [2]. L'unica particolarità è che occorre produrre una pendenza ben definita dei fianchi di commutazione positivi delle tensioni di programmazione. Allo scopo viene illustrata in *figura 3* la parte corrispondente del circuito interno del regolatore di tensione: il circuito di uscita è formato da un transistore Darlington che riceve la corrente di base da un generatore di corrente costante. Nel funzionamento normale, lo stadio differenziatore produce una parte di questa corrente.

Cortocircuitando a massa questa corrente, i transistori di uscita verranno interdetti. Eliminando questo cortocircuito, il generatore di corrente caricherà, in modo lineare, il condensatore fino alla tensione nominale, garantendo in tal modo la necessaria pendenza dei fianchi.

A. Obert

Bibliografia

1) O. Feger: *Festwertspeicher ersetzt Logikscaltungen (una ROM sostituisce i circuiti logici).* **ELEKTRONIK** 1979, fasc. 24, pagine 63 e seguenti.
2) *Siemens Datenbuch Lineare Schaltungen*, 1979-80, pag. 229 e seguenti.
3) *National Semiconductor*, foglio dati DM74S287/387.
4) *Manuale dati Farichild delle memorie bipolari*, 1976, pagine 6...15.
5) *Texas Instruments: Programmazione delle PROM bipolari.*

GENERATORE DIGITALE DI FUNZIONI

Il generatore di funzioni descritto fornisce alla sua uscita un segnale digitale a 16 bit che potrà essere applicato per esempio ad un convertitore D/A.

I valori delle funzioni sono memorizzati in EPROM. Ciò permette di produrre curve di qualsiasi forma.

La *figura 1* mostra il principio di funzionamento di questo circuito. La funzione (per esempio una sinusoide) viene memorizzata in quattro EPROM 2716 (*figura 2*). Queste memorie contengono in tutto 4096 valori singoli. Viene impiegato il codice Binary-offset.

Ciascun gruppo di due EPROM contiene i valori che corrispondono, rispettivamente, alla semionda positiva e negativa. Il bus di indirizzamento è a 12 bit, ed il bit più significativo di questo gruppo sceglie la corrispondente coppia di EPROM. La larghezza del passo è variabile, e viene predisposta da un contatore binario sincrono avanti/indietro. Lo stato degli indirizzi viene aumentato della larghezza di un passo ad ogni impulso di clock. Il segnale di clock deve essere generato internamente, oppure applicato dall'esterno.

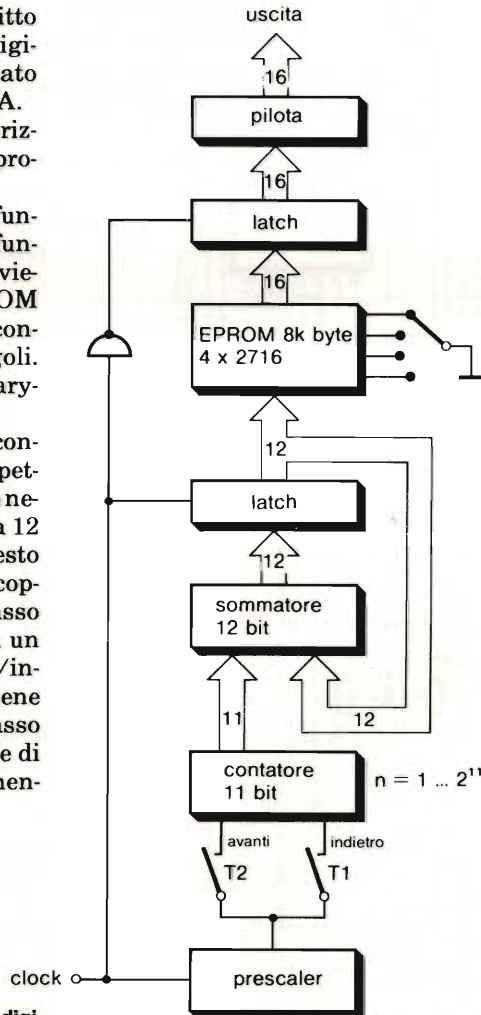



Fig. 1 - Schema a blocchi del generatore digitale di funzioni: nella EPROM potranno essere memorizzate funzioni di qualsiasi forma.

Funzionamento del circuito

In *figura 3* è illustrato lo schema particolareggiato. Il segnale di clock pilota i latch di uscita degli indirizzi (2 x 74LS174) e dei dati (2 x 74LS374). Questo segnale è anche necessario per il prescaler (3 x 74LS161), il cui segnale di uscita è applicato all'ingresso del contatore avanti/indietro ad 11 bit. Con il pre-scaler potrà esser soltanto determinata la velocità di variazione della frequenza del segnale.

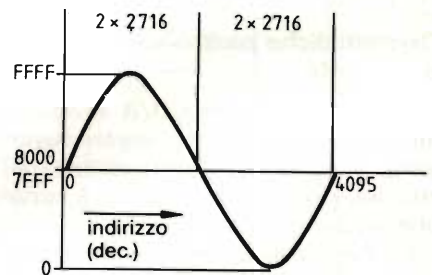



Fig. 2 - I 4096 valori della funzione sono memorizzati in quattro EPROM del tipo 2716.

Il contatore viene azionato mediante i pulsanti T1, T2 e T3. Con T2 esso può essere fatto avanzare a singoli passi, mentre con T1 viene effettuato il conteggio all'indietro. Azionando T1 o T2 insieme a T3, il contatore progredisce continuamente in avanti oppure all'indietro. La velocità di conteggio potrà

essere variata utilizzando un'altra uscita del pre-scaler. Lo stato del contatore influenza direttamente la frequenza del segnale di uscita del generatore.

Il generatore sinusoidale descritto viene pilotato con una frequenza di clock di 35 kHz. Il pre-scaler è collegato in modo da poter percorrere in 15 secondi la banda di frequenza da 0 a 17 kHz. I rimbalzi dei tasti T1 ... T3 vengono eliminati con un semplice circuito, formato da un pilota e da un resistore, la cui uscita è riportata all'ingresso del pilota.

Il numero predisposto al contatore corrisponde all'ampiezza di un passo di indirizzamento: l'indirizzo EPROM viene variato dal sommatore a 12 bit (3 x 74LS283). Il suo segnale di uscita viene riportato all'ingresso tramite un latch. In questo modo, in corrispondenza a ciascun impulso di clock, viene sommata la larghezza del passo. Al bus tra il contatore ed il sommatore è collegata una serie di LED, che fornisce un'indicazione ottica del numero binario predisposto (i cui bit sono invertiti). I LED indicano anche le attività che hanno luogo nel bus degli indirizzi della EPROM.

Nelle EPROM I e II viene memorizzata la semionda positiva del segnale sinusoidale, e nelle EPROM III e IV viene memorizzata la semionda negativa. Le semionde vengono selezionate mediante il bit di indirizzamento più significativo.

Caratteristiche particolari del circuito

Dopo la conversione D/A si ottiene un segnale di uscita con leggere distorsioni. A causa delle caratteristiche del circuito, la frequenza di uscita è variabile soltanto a gradini.

La frequenza del segnale potrà essere variata agendo sulla frequenza di clock e sulla larghezza del passo. La frequenza del segnale sarà minima quando tutti gli indirizzi verranno interrogati uno dopo l'altro. In questo modo, il contatore viene caricato con un "1", e ciò significa che la larghezza del passo è unitaria. Il sommatore effettua l'addizione di questi "1" in dipendenza dal segnale di clock applicato al circuito di indirizzamento delle EPROM, e di conseguenza il conteggio viene effettuato lungo l'intero campo di

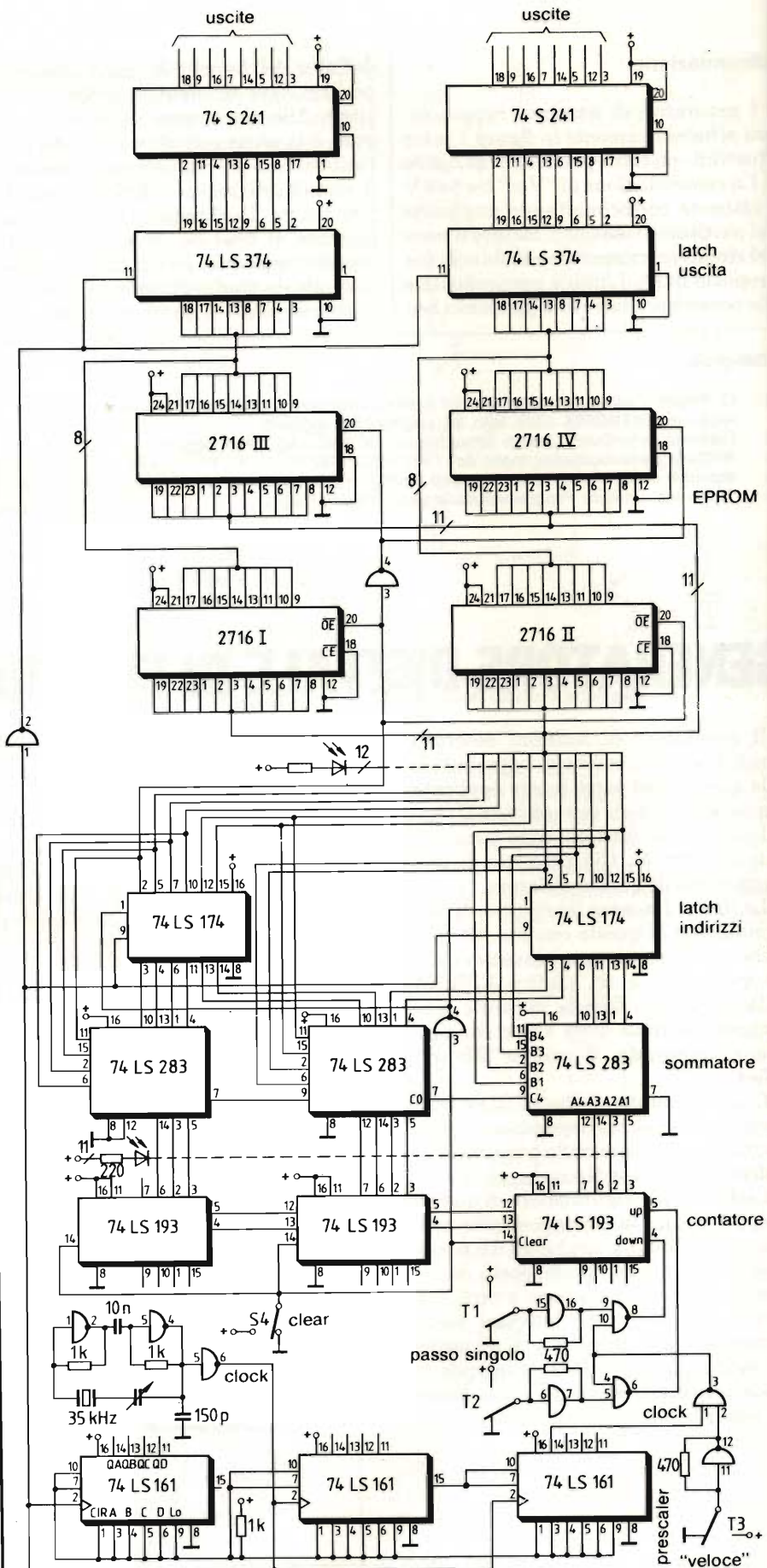



Fig. 3 - Le EPROM fissano la frequenza massima del generatore di funzioni, ed il loro tempo di accesso costituisce una limitazione del circuito.

indirizzamento. Dopo aver raggiunto l'indirizzo più elevato, il sommatore salta all'indirizzo più basso.

La frequenza del segnale può essere raddoppiata utilizzando la medesima frequenza di clock, caricando il contatore con un due. In questo caso viene interrogato solo un indirizzo della EPROM su due. Se la larghezza del passo è tre, verrà interrogato un indirizzo su tre, e così via. Vale perciò la seguente formula:

$$f = (f_r \cdot n)\, 2^{12}$$

Dove f è la frequenza del segnale, f_r è la frequenza di clock, n è la larghezza del passo e 2^{12} è il campo totale di indirizzamento.

Con una frequenza di clock di 35 kHz è possibile ottenere una frequenza minima del segnale di 8,5 Hz. Aumentando la larghezza del passo, aumenta anche il fattore di distorsione del segnale di uscita.

J. Rischenwski

Bibliografia

1) T. Fischer: *Fernsehn wird digital (La televisione diventa digitale)* **ELEKTRONIK 1981**, fasc. 16, pagine 27...35.
2) T. Fischer: *Zeitdiskrete Signalverarbeitung un z-Transformation (Elaborazione di segnali suddivisi nel tempo e trasformazione - t).* **ELEKTRONIK 1981**, fasc. 22, pagine 65 ... 68.
3) T. Fischer: *Digitale Signalverarbeitung in der Konsumelektronik (Elaborazione dei segnali digitali nell'elettronica di consumo).* **ELEKTRONIK 1982**, fasc. 21, pagine 117...120.

CONTROLLO A PARZIALIZZAZIONE DI FASE DELLA POTENZA DELLA RETE REALIZZATO MEDIANTE UN CONTATORE PROGRAMMABILE LSI

Si ricorre al sistema a parzializzazione della fase quando si vuole regolare la potenza assorbita da un carico alimentato dalla tensione di rete.

Il circuito presentato in questo articolo impiega il contatore programmabile LSI 8253 (Intel), che può essere collegato senza inconvenienti alla maggior parte dei microprocessori. In questa maniera potranno essere realizzati sistemi di controllo a parzializzazione di fase pilotati da microcomputer che richiederanno soltanto pochi componenti.

Per variare l'angolo di fase mediante programmazione è necessario caricare soltanto un registro da 8 bit nell'8253, per cui il microprocessore avrà ancora a disposizione tempo sufficiente ad eseguire altri compiti, per esempio per rilevare dati provenienti dai sensori, pulsanti, potenziometri, eccetera.

Descrizione del circuito

La figura mostra lo schema di un sistema di controllo della potenza a parzializzazione di fase valido per due canali; qui il collegamento dell'8253 al bus del microprocessore dipende dal microprocessore utilizzato, e di conseguenza non può essere descritto con la precisione dovuta.

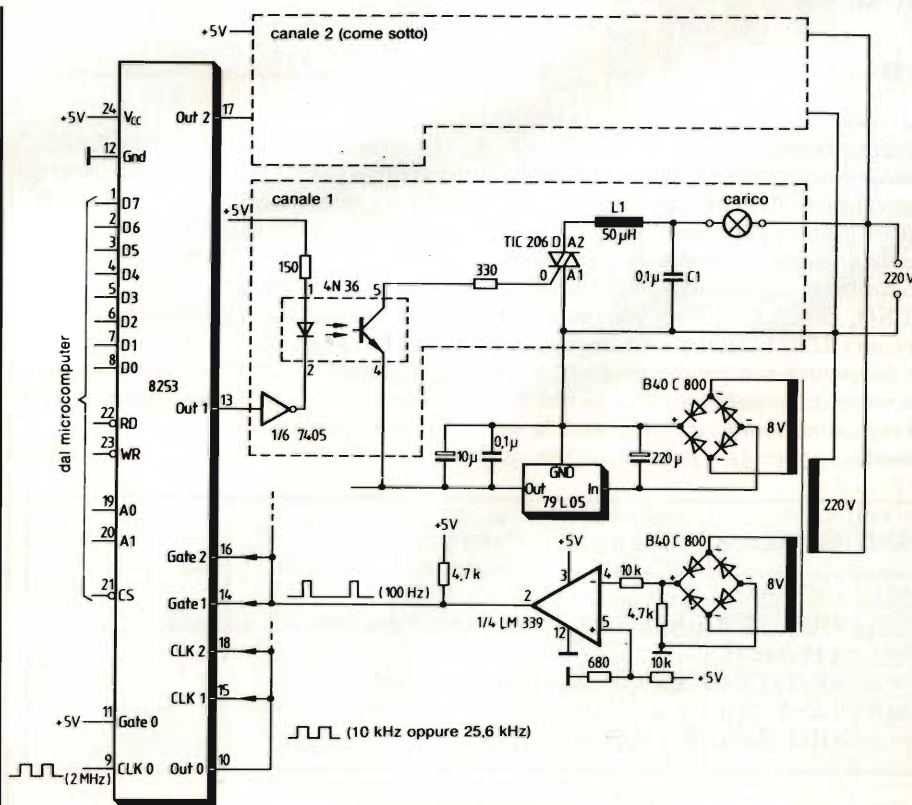



Fig. 1 - Sistema di controllo a parzializzazione di fase della potenza della rete mediante un sistema con contatore LSI.

Le uscite OUT1 ed OUT2 dell'8253 pilotano ciascuna tramite uno stadio buffer (7405) un fotoaccoppiatore. Quest'ultimo serve a separare galvanicamente il circuito di pilotaggio dal circuito di potenza. Il triac usato deve avere una bassa corrente di innesco (< 5 mA); per cui non sarà necessario uno stadio amplificatore tra fotoaccoppiatore e gate del triac. Per la produzione della corrente di innesco è richiesta una tensione negativa rispetto al collegamento A1 del triac. In questo modo, il valore della corrente fornita sarà sufficiente per realizzare qualsiasi situazione di pilotaggio. C1 ed L1 formano un filtro passa-basso che impedisce l'irradiazione di disturbi ad alta frequenza nella rete.

Il comparatore LM 339 produce un segnale ad impulsi con frequenza di 100 Hz, partendo dalla tensione di rete trasformata e raddrizzata. Questo segnale ad impulsi presenta sempre un livello "alto" in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione di rete, e viene impiegato per sincronizzare l'8253 con la frequenza di rete.

Software

L'8253 contiene tre contatori identici programmabili ed indipendenti, che possono essere pilotati per ottenere differenti modi di funzionamento. Il contatore 0 funziona come divisore di frequenza (modo 3), e divide per 200 la frequenza applicata all'ingresso CLKO, che è di 2 MHz; per cui all'ingresso OUT0 comparirà un segnale ad onda quadra con frequenza di 10 kHz. Se viene impiegato uno Z80, la routine di inizializzazione richiesta sarà la seguente:

```
INIT C0 LD A,00110111B        ; Contatore 0
                              ; Prima LSB, poi MSB
                              ; Modo 3, BCD
        OUT (MODEREG), A      ; caricare il registro dei comandi
        LD A,00H
        OUT (COUNTER 0), A    ; caricare LSB
        LD A, 02H
        OUT (COUNTER 0), A    ; caricare MSB
```

Gli altri due contatori funzionano come multivibratori monostabili digitali, i cui tempi di attivazione dipenderanno dal numero caricato in due registri di conteggio a 16 bit, tramite software. Il tempo di attivazione è:

$T = N \cdot T_{CLK}$
N = contenuto del registro (16 bit)
T = CLK = durata del periodo all'ingresso CLK.

Il monostabile così composto viene fatto scattare dal fronte di commutazione positivo dell'ingresso GATE.

Nella routine di inizializzazione del contatore 1, dapprima viene caricato con 000H il registro a 16 bit, e poi viene dato il comando di caricare in futuro soltanto la parte meno segnificativa di questo registro. La parte più significativa del registro di conteggio rimarrà perciò sempre 00H.

```
INIT C1LD  A, 01110011B       ; Contatore 1
                              ; Prima l'LSB, poi l'MSB
                              ; Modo 1
                              ; BCD
     OUT (MODEREG), A         ; Caricare il registro dei comandi
     LD A, 00H
     OUT (COUNTER 1), A       ; LSB: = 00H
     OUT (COUNTER 1), A       ; MSB: = 00H
     LD A, 01010011B          ; Contatore 1
                              ; Solo LSB
                              ; Modo 1
                              ; BCD
OUT (MODEREG), A              ; Carica il registro dei comandi
```

In maniera analoga avviene l'inizializzazione per il contatore 2. Occorrerà soltanto modificare i primi due bit del byte di comando (01 diventa 10), nonchè gli indirizzi I/O (COUNTER 1 diventa COUNTER 2).

L'angolo di parzializzazione di fase potrà essere regolato soltanto caricando i byte meno significativi del registro di conteggio (LSB), per esempio, mediante le istruzioni:

```
LD A,  xx
OUT   (COUNTER 1), A
```

xx è un valore a piacere tra 01 e 99 (in codice BCD). Con xx = 01, la tensione applicata al carico è massima (circa 220 V_{eff}), mentre con xx = 99, sarà applicata la tensione minima (0 V). Ciò significa che la potenza potrà essere regolata in 99 "gradini". Quando xx = 00, il triac è bloccato. Qualora il numero di 99 "gradini" dovesse essere troppo piccolo, converrà utilizzare l'8253, come contatore a doppio codice. In questo caso, il bit D0 del registro dei comandi dovrà essere programmato a 0.

Inoltre, il contatore 0 dovrà essere inizializzato in modo che all'uscita OUT0 sia presente una frequenza di 256 · 100 Hz = 25,6 kHz. In queste condizioni, caricando l'LSB la potenza potrà essere regolata in 255 gradini:
Sarà cioè:

```
LD   A,yy
OUT (COUNTER 1),A
```

con yy = 01H...FFH
yy = 01H: massima tensione (circa 220 V) applicata al carico
yy = FFH minima tensione (0 V) applicata al carico.

Senza grandi difficoltà sarà possibile ampliare il sistema a più di due canali. Per tre canali oltre al componente 8253 sarà necessario ripetere più volte soltanto la parte del circuito racchiusa dalla linea tratteggiata.

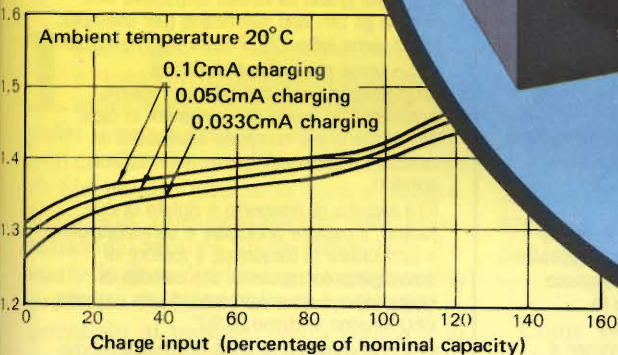
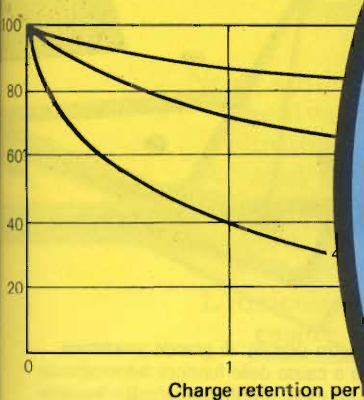
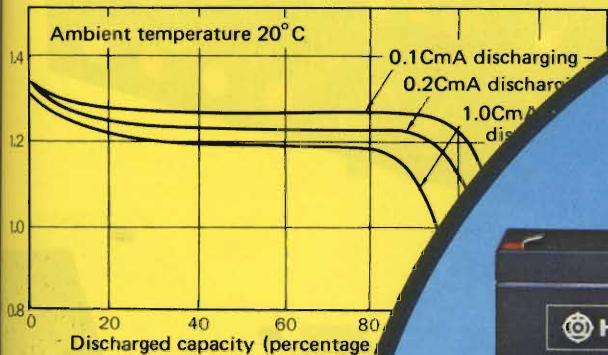
F. Ruess

■

BATTERIE RICARICABILI
AL PIOMBO E AL NICHEL-CADMIO

Ambient temperature 20° C
0.1CmA discharging
0.2CmA discharg
1.0Cm
Discharged capacity (percentage

Charge retention per

Ambient temperature 20° C
0.1CmA charging
0.05CmA charging
0.033CmA charging
Charge input (percentage of nominal capacity)

POWERFUL QUALITY

BATTERIE RICARICABILI AL Pb

Modello HITACHI	Valori nominali		Dimensioni (mm)			Terminali	Codice
	V	A/h	H	Lung.	Larg.		
HP 1.2-6	6	1,2	51±2	97±1	25±1	Faston	II/0907-10
HP 3-6	6	3,0	60±2	134±1	34±1	Faston	II/0907-16
HP 6-6	6	6,0	94±2	151±1	34±1	Faston	II/0907-11
HP 2-12	12	2,0	60±2	178±1	34±1	Faston	II/0907-12
HP 6.5-12	12	6,5	94±2	151±1	65±1	Faston	II/0907-14
HP 15-12	12	15,0	167±2	181±1	76±1	Vite-Dado	II/0907-15
HP 24-12	12	24,0	125±2	166±1	175±1	Vite-Dado	II/0907-25

BATTERIE RICARICABILI AL NiCd

Modello HITACHI	Valori nominali		Dimensioni		Tipo	Codice
	V	m/Ah	Ø (mm)	H (mm)		
N 500 AA - CF	1,2	500	$14{,}0^{+0}_{-1}$	$50{,}5^{+0}_{-1{,}5}$	"AA" Stilo	II/0160-00
N 500 AA - HB	1,2	500	$14{,}0^{+0}_{-1}$	$50{,}5^{+0}_{-1{,}5}$	"AA" Stilo con pagl.	II/0162-00
N 1200 SC - HB	1,2	1200	$23{,}0^{+0}_{-1}$	$43{,}0^{+0}_{-2}$	"SC" con pagliette	II/0161-00
N 1800 - CF	1,2	1800	$26{,}0^{+0}_{-1}$	$50{,}0^{+0}_{-2}$	"C" 1/2 Torcia	II/0160-01
N 4000 - CF	1,2	4000	$34{,}0^{+0}_{-2}$	$61{,}5^{+0}_{-2{,}5}$	"D" Torcia	II/0160-02
N 7000 - CF	1,2	7000	$34{,}0^{+0}_{-2}$	$91{,}5^{+0}_{-3}$	"F"	II/0160-07
–	–	–	–	–	–	–

REDIST A DIVISION OF GBC

Per informazioni indicare **Rif. P 19** sul tagliando

Diapositive stereo?

TASCAM 133

La Tascam, leader nel campo dei sistemi multitraccia a bobina largamente impiegati nel campo della sonorizzazione degli audiovisivi, ha messo a punto l'unico apparecchio a cassetta computerizzato, specificatamente indirizzato all'uso in abbinamento con sistemi di proiezione. Il sistema presenta numerosi vantaggi: ha la praticità e la compattezza delle cassette, contribuendo a ridurre notevolmente tempi, costi e rischi in caso di proiezioni in trasferta, mentre offre prestazioni qualitative di livello decisamente superiore, grazie alla stereofonia, alle caratteristiche hi-fi, alla doppia velocità del nastro, al Dolby incorporato (il sistema Dbx è collegabile in modo del tutto autonomo dai normali collegamenti audio) e alla totale compatibilità di questo 133 con qualsiasi sistema di sincronizzazione disponibile oggi sul mercato.

□ Due velocità: oltre alla normale (4,75 cm/s) c'è la doppia, 9,8 cm/s: si ottengono tempi di utilizzazione di 11, 15 e 22 minuti su cassette C45, C60 e C90, più che sufficienti per la maggior parte degli audiovisivi; la qualità di riproduzione è a "livello-bobine", per la maggior dinamica e per l'innalzamento della frequenza di fruscio, tale da renderlo meno percepibile.

□ Tre canali: due si impiegano per la registrazione audio stereofonica hi-fi, ed hanno funzioni di registrazione e ascolto totalmente indipendenti, in modo da consentire impieghi particolari, quali realizzazione di colonne bilingue, colonna musicale indipendente dallo speaker e così via.
Il terzo canale accoglie i codici acustici per il pilotaggio del sistema visivo, e, come gli altri, è dotato di livelli di ingresso e uscita autonomi, in modo da potersi interfacciare con la più assoluta affidabilità ed efficienza a qualsiasi sistema (PHILIPS, ANSI ecc.)

□ Cue Pulse: con questo comando si ottiene un breve segnale di 25 Hz che viene registrato sulla terza traccia: se essa è in registrazione questo segnale si miscela al segnale in ingresso, mentre in ascolto controlla il dispositivo Auto Present senza influenzare il funzionamento di pilotaggio del sistema di proiezione.

□ Auto present: sistema computerizzato per il controllo delle funzioni di ripetizione, particolarmente studiato per proiezioni ripetitive.
Il dispositivo consiste in due comandi a commutatore e offre le seguenti possibilità operative:

1) essere disattivato (cue-off)
2) arrestarsi quando vien dato l'impulso a 25 Hz (cue-stop)
3) arrestarsi ed entrare in riavvolgimento quando vien premuto l'impulso a 25 Hz (cue-rew).

In quest'ultimo caso il nastro sarà riavvolto fino allo 0000 del contanastro (counter) oppure fino all'inizio del nastro (bot). Successivamente il nastro può entrare in riascolto (play) o restare in attesa di nuove istruzioni (stop).

□ Contanastro digitale: di grande precisione, necessario a causa delle funzioni automatizzate connesse ad esso, questo contanastro leggibile a distanza e al buio consente una più facile leggibilità grazie all'inedito dispositivo che annulla gli zeri non significanti (per esempio: 0023 viene letto 23). Il tasto clear lo riazzera.

□ La presa per cuffia è dotata di amplificazione con controllo del volume autonomo, in modo da consentire in ogni situazione la più completa adattabilità a qualsiasi esigenza di lavoro nel massimo comfort.

□ Il sistema di trasporto è dotato di due motori: il motore principale è servocontrollato a generatore di frequenza. Il motore di riavvolgimento consente alte velocità di operazione: il riavvolgimento di una cassetta C60 avviene in meno di 90".

□ Il collegamento di unità accessorie, come riduttore di rumore dBx, piuttosto che scatole d'eco, amplificazioni ausiliarie, espansori di dinamica, è facilitato da un set di prese send e receive (invio e rientro) che permettono di lasciare in ogni caso inalterati i collegamenti alla linea audio.

□ Il Tascam 133 è stato concepito per far guadagnare tempo. Gli ingressi possono essere commutati istantaneamente su micro o linea. I livelli di uscita (−10 dB o 0 dB), selezionabili sul frontale, permettono l'uso di questo apparecchio in ogni installazione audiovisiva, anche con altoparlanti attivi, eliminando così ingombranti e costosi amplificatori.

□ Il Tascam 133 può essere comandato a distanza utilizzando il telecomando (opzionale) RC-133.

TASCAM by **TEAC**

(A DIVISION OF GBC)

Per informazioni indicare **Rif. P 20** sul tagliando

In un sistema di regolazione del motore per lavatrici

TRANSISTORE AL POSTO DEL TIRISTORE

Negli stadi finali dei sistemi di regolazione dei motori alimentati dalla rete venivano fino a poco tempo fa utilizzati in prevalenza tiristori. Per eliminare i noti problemi che affliggono i sistemi di regolazione della velocità basati sulla parzializzazione della fase della tensione della rete è stato proposto di utilizzare al posto del tiristore un transistore per alte tensioni. In questo caso, la regolazione della corrente circolante nel motore è ottenuta con un sistema di modulazione dell'ampiezza dell'impulso. L'articolo propone un progetto basato su questo sistema; questo potrebbe essere utilizzato per regolare la velocità dei motori delle lavatrici.

Martin Hiestand, SGS-ATES

Il principio del sistema di comando è riportato nella *figura 1*. Il transistore viene pilotato mediante impulsi rettangolari. Il tempo in cui esso può condurre è variabile mentre i tempi di bloccaggio hanno la stessa durata. L'energia immagazzinata nell'induttanza del motore viene ricuperata durante la fase di bloccaggio grazie alla presenza del diodo volano collegato in parallelo al motore. Nella *figura 2* si può vedere l'andamento della corrente circolante rispettivamente nel transistore e nel motore per differenti valori dei tempi di conduzione del transistore.

Questo sistema di regolazione della velocità del motore è formato da due parti: una è incaricata alla regolazione dei giri del motore, l'altra è quella di potenza, e provvede ad inviare la corrente richiesta dal motore (*figura 3*). Siccome lo stadio finale può considerarsi essenzialmente una sorgente di corrente comandata da una tensione ($I_M = k \cdot V_x$), *la corrente di spunto* del motore potrà essere regolata e ridotta attraverso una limitazione della tensione di comando V_x. Anche la *corrente a regime* può essere facilmente controllata, quando dopo un valore di giri elevato si vuole passare ad uno più basso. Essa infatti rimane, dopo brevi interruzioni durante il passaggio per lo zero della tensione della rete, su un valore costante prefissato da V_x.

Sistema di comando del transistore-interruttore

Come transistore-interruttore T1 è stato utilizzato il darlington BUT 13 ad alta tensione, in tecnologia planare-epitassiale, il quale incorpora, in forma integrata, un diodo acceleratore (speed-up diode).

Fig. 1 - Principio di un sistema di regolazione di un motore realizzato con un transistore e un diodo volano.

La corrente di base del transistore finale è fornita da una sorgente di corrente ad impulsi costituita da una parte del circuito integrato LM 339 (e cioè da IC 1a), seguito dal transistore T2. L'energia richiesta per il bloccaggio del transistore viene immagazzinata in C2.

Dopo che il transistore-interruttore è stato portato in conduzione, la corrente nel carico comincerà ad aumentare in modo lineare nel tempo. La caduta di tensione ai capi del resistore di emettitore R1, una volta raggiunto il valore di conduzione V_x, farà "scattare" il comparatore dell'integrato 1c la cui uscita andrà a sua volta a pilotare la sezione monostabile 1b del medesimo.

Il transistore d'uscita viene bloccato per un periodo di tempo costante, e precisamente per circa 100 μs. Per avere tempi di commutazione più brevi possibili (il tempo di commutazione è il tempo richiesto dal transistore finale per entrare in conduzione o per essere bloccato) occorre eliminare le cariche presenti nella sua base; e questo si fa applicando alla base una tensione negati-

Fig. 2 - Andamento delle correnti circolanti nel circuito di figura 1.

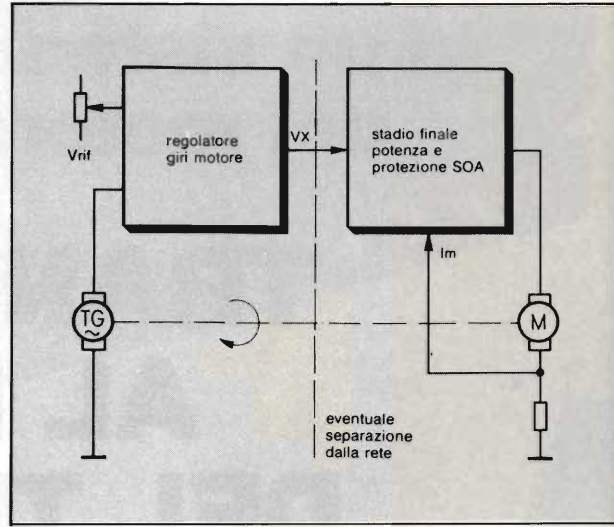



Fig. 3 - Schema a blocchi del sistema di regolazione dei giri del motore e della sezione finale di potenza.

va fornita da T3. Durante questo tempo, l'uscita del monostabile IC 1b risulta collegata a massa per circa 20 μs e la corrente di base del transistore d'uscita viene bloccata ad opera di T4, IC 1a e T2. Nello stesso tempo C2 si scarica attraverso il transistore T3. Per far si che C2 venga a avere una tensione sufficiente ad eliminare dalla base del transistore finale tutte le cariche, si fa in modo che il transistore finale possa di nuovo ricominciare a condurre solo dopo che C2 si è potuto caricare fino a circa 10 V tramite il resistore R2. Questa particolare condizione viene raggiunta dopo 80 μs.

Con l'entrata di nuovo in conduzione di T2, la corrente di collettore riassumerà, grazie alla presenza del diodo volano, il valore istantaneo della corrente del motore, aumentando in modo lineare nel tempo. Raggiunto il valore determinato dalla tensione V_x, avremo di nuovo una fase di bloccaggio, e il ciclo descritto si ripeterà.

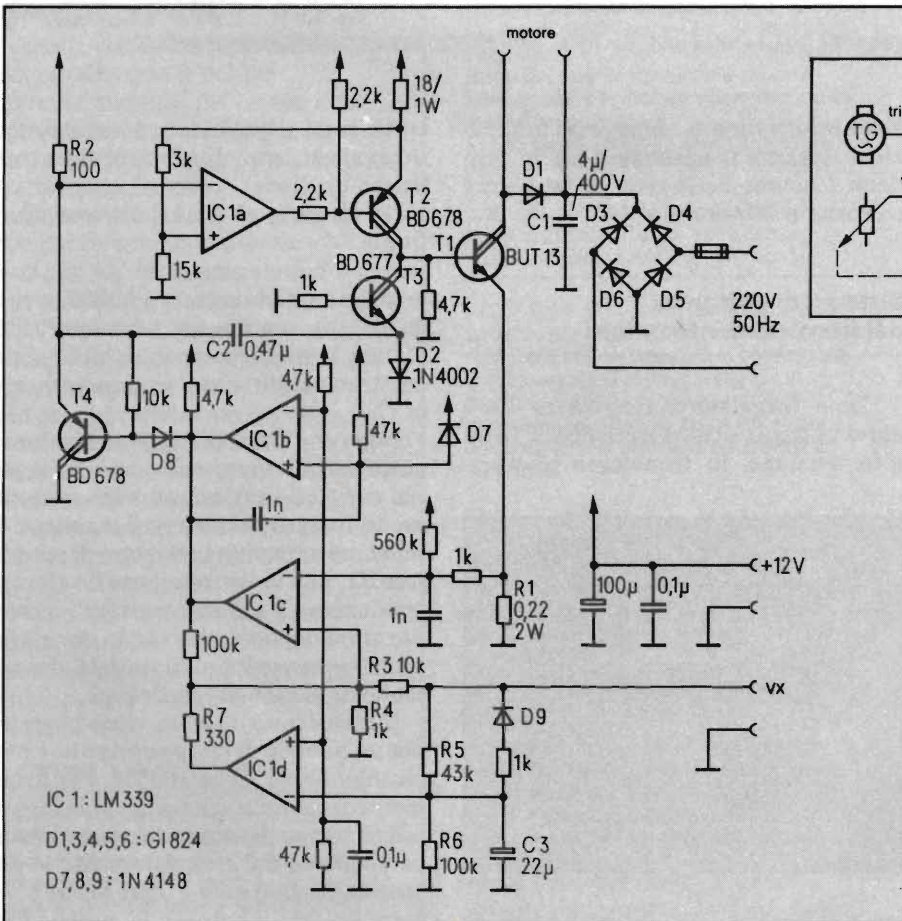



Fig. 4 - Circuito di comando del motore e sezione finale di potenza.

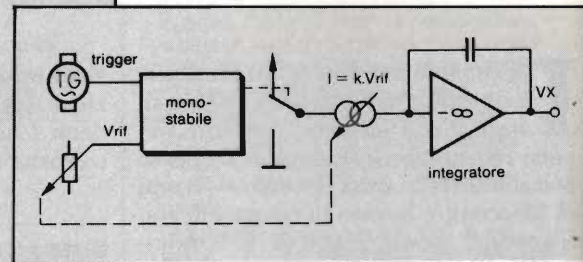



Fig. 5 - Principio di funzionamento di un sistema di regolazione dei giri di un motore incentrato su un generatore tachimetrico.

La massima corrente di spunto del motore durante la fase di avvio, viene fissata dal partitore R3, R4, nonché dal resistore di emettitore R1 che, con il concorso della variazione della tensione di uscita del circuito di regolazione (circa 10 V), tende a limitare la tensione d'ingresso V_x. Agendo sul partitore di tensione e filtro passa-basso R5, R6 e C3 sarà possibile accertarsi se la tensione V_x manterrà un valore superiore a 6 V (= 3,5 A) per un tempo superiore a 2 secondi. Se ciò si verificasse, per esempio in caso di bloccaggio del motore, il comparatore IC 1s scatterebbe abbassando, tramite R7, la corrente circolante nel motore e portandola su un valore assolutamente non di pericolo.

Regolazione dei giri mediante generatore tachimetrico

Un generatore tachimetrico comanda un monostabile il cui rapporto pausa-conduzione risulta direttamente proporzionale al valore *istantaneo* del numero dei giri del motore (*figura 5*).

Il segnale d'uscita dell'integrato viene trasformato nel parametro regolatore V_x dopo essere stato confrontato con un valore di riferimento in un integratore di corrente. Un generatore tachimetrico in alternata a 24 poli è in grado di garantire una buona stabilità di funzionamento nel tempo unitamente ad una elevata precisione nel conteggio del numero dei giri. In questo caso, com'è noto, la frequenza della tensione alternata è direttamente proporzionale al numero dei giri. Siccome la tensione fornita dal generatore tachimetrico è inquinata da picchi di tensioni spurie, essa viene fatta passare attraverso un filtro passa-basso che provvederà a spianarla e a limitarla; il filtro è formato da due diodi collegati in antiparallelo (*figura 6*).

Il trigger di Schmitt IC 2a che segue produce assieme all'inverter IC 2b due segnali rettangolari sfasati di 180°. Entrambi questi segnali vengono differenziati e applicati alla base di T6. In questo modo, il condensatore C1 potrà caricarsi periodicamente ad una frequenza doppia di quella del segnale fornito dal generatore tachimetrico, e di conseguenza sarà possibile disporre di una costante di tempo di regolazione molto breve.

IC2 e T7 formano uno "scarico" di corrente comandato in tensione il quale provvede a scaricare continuamente il condensatore C1. Ai capi del condensatore C2 avremo pertanto una tensione a dente di sega avente una frequenza doppia di quella del segnale fornito dal generatore tachimetrico, e una pendenza direttamente proporzionale al segnale d'ingresso V_E. Questa parte del ciruito assieme al successivo comparatore di tensione, forma un monostabile con costante di tempo comandata in tensione.

La corrente costante fornita da T3, dipendente dalla tensione presente su C1, scorrerà con polarità differenti nell'ingresso dell'integratore IC 2d e C2. Se la tensione presente ai capi di C1 è più piccola di V_{ref}, avremo una circolazione di corrente attraverso T2; in caso contrario, la corrente circolerà attraverso T1 e lo "specchio di corrente" formato da T4 e T5. In questa maniera, il valore medio della corrente circolante

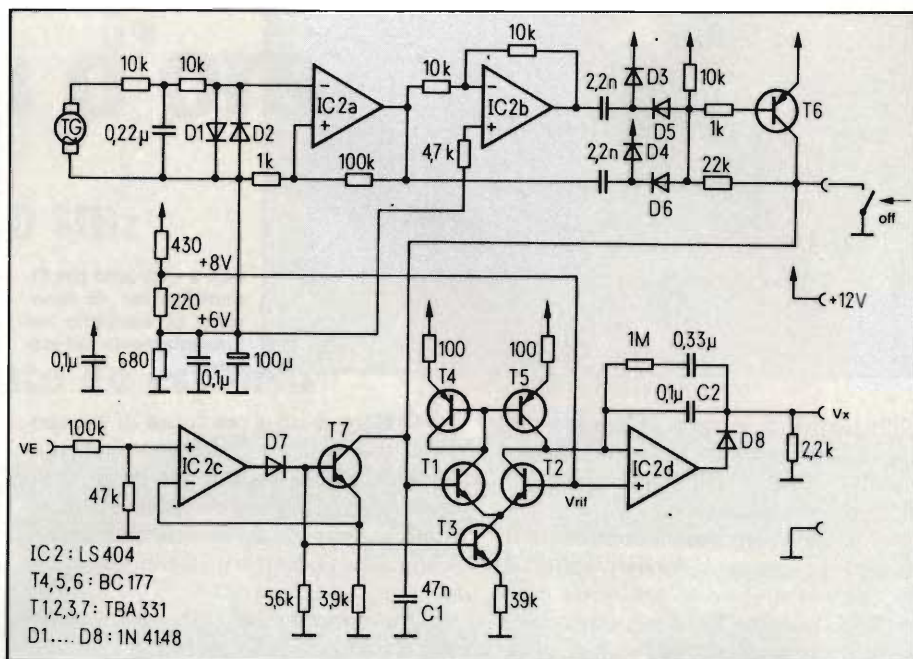



Fig. 6 - Circuito completo del sistema di regolazione dei giri del motore.

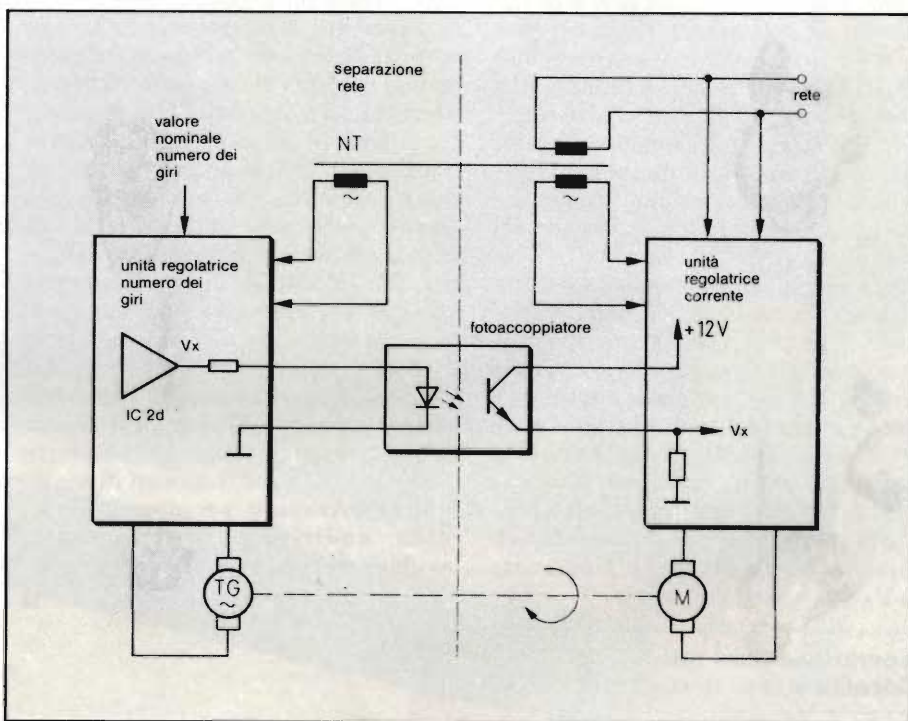



Fig. 7 - Sistema di separazione della tensione della rete basato su un fotoaccoppiatore.

Tabella 1 - Caratteristiche richieste al sistema di regolazione

- ampio campo di velocità e cioè da 300 a 500 giri al minuto nella fase di lavaggio, e da 10 a 12.000 per la fase di centrifuga
- avvio dolce del motore
- sistema di protezione in caso di bloccaggio
- elevato rendimento del sistema
- sistema di separazione della tensione di rete molto semplice e efficace
- funzionamento con tensioni di rete comprese tra 20 e 250 V senza dover ricorrere a commutazione (naturalmente impiegando motori appropriati)

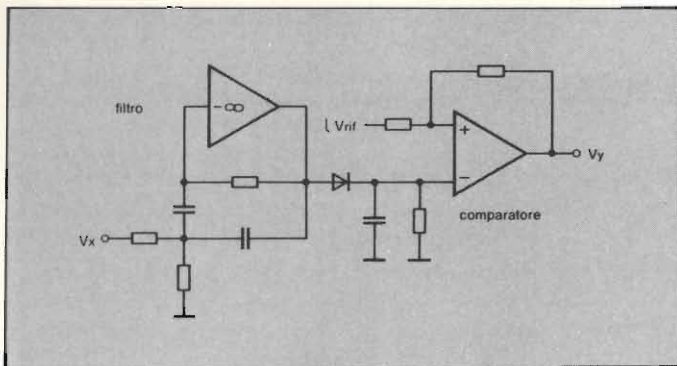



Fig. 8 - Circuito per l'identificazine di fenomeni di squilibrio nel funzionamento del motore.

nell'integratore verrà a dipendere dal ciclo di utilizzazione (e cioè dal rapporto pausa-conduzione) della tensione di uscita del monostabile.

Per poter avere buone condizioni di regolazione entro differenti valori di velocità del motore si provvede a comandare tramite T3 in maniera direttamente proporzionale al valore di soglia V_E, anche il valore assoluto della corrente di ingresso dell'integratore; in questo modo, la costante di tempo del circuito di regolazione della velocità potrà adattarsi automaticamente alla corrispondente velocità nominale. Un altro vantaggio di questo sistema è quello riguardante la tensione d'uscita dell'integratore sulla quale sarà presente un'alternata residua (ripple) che non dipenderà dal numero dei giri del motore.

Siccome in corrispondenza di una tensione d'ingresso di 0 V, nell'integratore non può scorrere alcuna corrente, può succedere che un suo eventuale "drift" provochi una breve e falsa partenza del motore. Pertanto, per essere sicuri che il motore rimanga fermo si fa in maniera che il transistore T6 venga portato in conduzione mediante un interruttore di stop, per cui l'uscita dell'integratore potrà essere mantenuta su $V_x = 0$.

Separazione della rete e identificazione di squilibrio

Il punto più favorevole per realizzare la separazione della rete è costituito dal conduttore della grandezza di comando V_x presente tra il sistema di regolazione dei giri del motore e lo stadio finale di potenza (*figura* 7). Questa separazione galvanica della rete può essere realizzata mediante un fotoaccoppiatore.

L'inserimento del fotoaccoppiatore in questo punto non potrà influire sulle caratteristiche di regolazione del sistema.

Siccome la grandezza V_x è sempre direttamente proporzionale alla corrente assorbita dal motore, essa potrà servire per identificare eventuali squilibri (specialmente nella fase di centrifugazione): il circuito di regolazione compenserà in questo caso le fluttuazioni periodiche del numero dei giri agendo più o meno sulla corrente che circola nel motore. È per questo motivo che alla grandezza di regolazione V_x viene sovrapposta una componente di tensione alternata di frequenza nota (RPM/60). Il segnale V_Y fornito dal comparatore potrà allora "prendere misure" tramite l'elettronica di comando (per esempio, un microprocessore) in modo da eliminare fenomeni di squilibrio, rappresentati, per esempio, da un lento andirivieni del tamburo-lavabiancheria. ■

Bibliografia

(1) J.E. Gilliam *Sistemi di controllo della potenza da rete monofase/trifase.* **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 1/1983, pag. 73.
(2) J.E. Gialliam *Controllore della potenza a microprocessore per rete trifase.* **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 1/1983, pag. 87.
(3) Bichler e Schumbrutski *Controllo della potenza con il TLB 3101.* **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 3/1983, pag. 71
(4) K. Rischnüller *Stadi pilota ad impulsi per circuiti a ponte industriali* **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 3/1983, pag. 95
(5) H. Sax *Autoregolazione dei giri in un motore c.c.* **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 4/1983, pag. 97

CONDENSATORI CERAMICI MINIATURA

Armature in rame e terminali con flange di appoggio

I condensatori ceramici sono quelli tra i più impiegati nei circuiti elettronici; per funzioni di accoppiamento e disaccoppiamento e nei filtri viene infatti utilizzato questo tipo di condensatore.
Queste differenti funzioni richiedono però particolari caratteristiche ed è per questo motivo che questi condensatori vengono suddivisi in due classi.

Classe 1: in questi condensatori vengono impiegati materiali dielettrici aventi una re-sistenza specifica molto elevata, un fattore Q molto buono, e una dipendenza con la

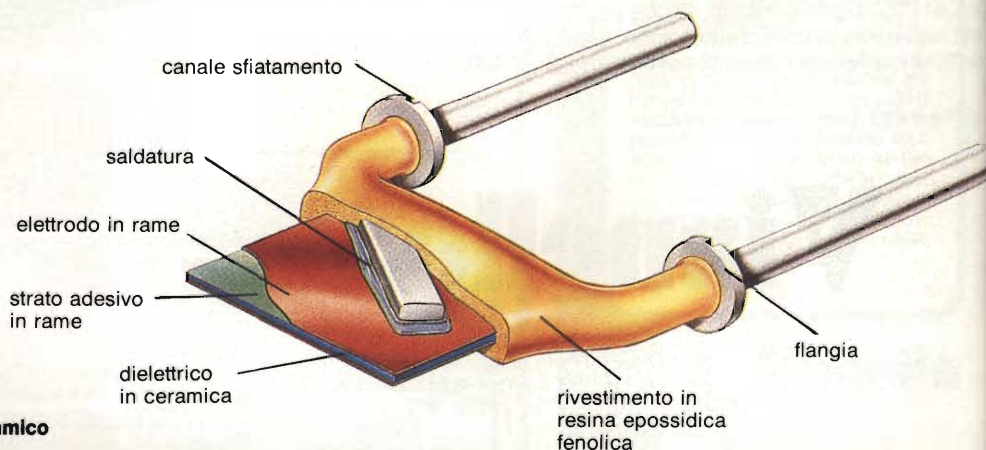
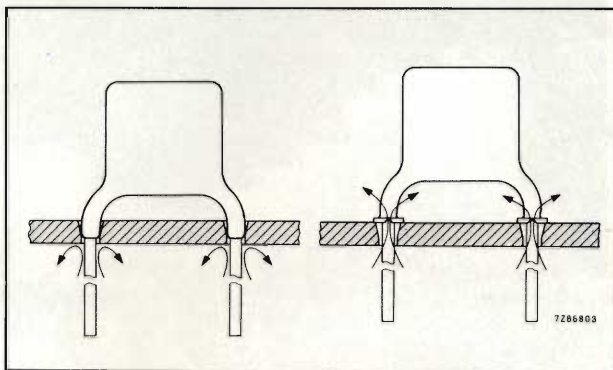



Fig. 1 - Spaccato di un condensatore ceramico piatto miniatura.

Fig. 2 - Vantaggi delle flange presenti sui terminali, (a sinistra), in mancanza di flange, la laccatura può penetrare all'interno dei fori della piastra a circuito stampato, tappando ermeticamente il foro e impedendo in questo modo la fuoriuscita dei vapori del bagno di saldatura, (a destra), la presenza delle flange impedisce alla lacca di entrare nei fori dello stampato.

temperatura ad andamento lineare (costante dielettrica ε_r da 6 a 250). Vengono utilizzati negli oscillatori e nei filtri dove, com'è noto, occorre avere basse perdite, compensazione della deriva della capacità e stabilità elevata.

Classe 2: questi condensatori, presentano perdite più elevate e la loro capacità varia non in modo lineare al variare della temperatura (ε_r>250). Vengono impiegati per funzioni di accoppiamento e disaccoppiamento.

In un condensatore, la capacità dipende dall'area degli elettrodi (A), dallo spessore del dielettrico ceramico (t) e dalla costante dielettrica del materiale ceramico utilizzato (ε_r). Nei condensatori ceramici a più strati, la capacità dipende dall'area degli elettrodi (A). dallo spessore del dielettrico ceramico (t) e dalla costante dielettrica del materiale ceramico utilizzato (ε_r). Nei condensatori ceramici a più strati, la capacità dipende dal numero degli strati di materiale ceramico:

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_o \frac{A}{t} (n)$$

La tensione di lavoro dipende dalla natura del dielettrico.

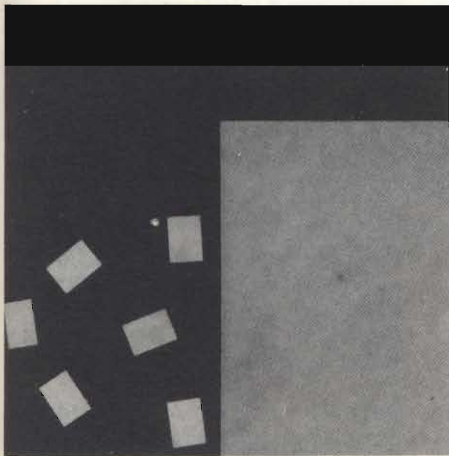



Fig. 3 - Il primo processo nella costruzione di questi condensatori ceramici piatti consiste nella metallizzazione della piastra di ceramica e nella sua suddivisione in piastrine rettangolari.

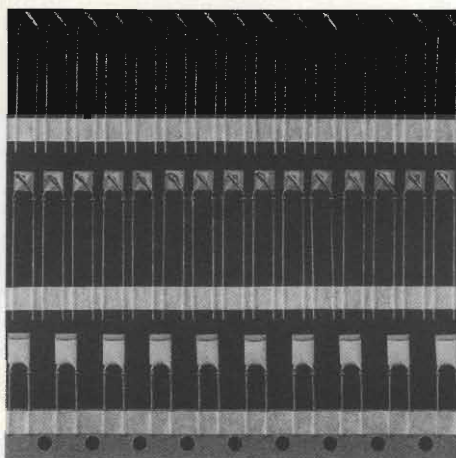



Fig. 4 - Fasi successive nella produzione dei condensatori ceramici piatti; (in alto), terminali nei quali è stata già formata la flangia; (al centro), applicazione dei terminali sulla piastrina di ceramica ricoperta di rame; (in basso), laccatura della piastrina e coloritura per l'individuazione del valore del condensatore in base al codice dei colori.

Il dielettrico

Il dielettrico dei condensatori ceramici è costituito da una miscela di materiali ceramici di differente natura, cotti assieme a sostanze cementanti e trattati con i normali processi di vetrificazione. Dosando opportunamente queste miscele è possibile ottenere valori di *costante dielettrica* (ε_r) compresi tra 10 e 10.000, i più elevati tra tutti i tipi di condensatori.

Vengono prodotti nelle forme più svariate: a disco, a piastrina, tubolari, a elettrodo passante ecc. In tutte queste forme, le armature sono realizzate mediante deposito di argento o di rame sulle superfici del dielettrico e i reofori saldati direttamente su queste armature.

Condensatori ceramici piatti miniatura dell'ultima generazione

Sono condensatori ceramici molto piatti prodotti dalla Philips-Elcoma. Presentano eccellente stabilità, bassa dissipazione e ottimo comportamento alle frequenze elevate. Sono fatti con materiali ceramici a costante dielettrica elevata, e realizzati con tecnologie controllate CAD/CAM.

Sono i condensatori ideali per essere montati nelle piastre a circuito stampato ad elevata densità di componenti; possono essere montati sia a mano che a macchina.

La loro capacità va da 0,5 pF a 22 nF e la temperatura di lavoro da —55 °C a + 85 °C.

Questi condensatori sono quindi ideali per un gran numero di applicazioni: accoppiamento, by-passing, nei circuiti di temporizzazione (clock), nei circuiti risonanti ecc.

La distanza tra i terminali è estremamente ridotta (2,54 mm oppure 5,08 mm). I condensatori, classe 1, con capacità superiore a 10 pF hanno una tolleranza ±2%.

I tipi descritti sono i condensatori ceramici di dimensioni più piccole attualmente esistenti.

Controllo delle caratteristiche elettriche (valore della capacità, tgδ e resistenza di isolamento) effettuato dal Reparto Controllo di qualità.

Queste sono le loro caratteristiche:

— posseggono terminali muniti di flangia (*figura 1*) che permette al componente, montato sia a mano che a macchina, di assumere sulla piastra del circuito stampato posizione e altezza ben definite. Nel montaggio automatico a macchina, la presenza della flangia evita che il componente venga assoggettato a "stress" quando viene inserito nei fori della piastra e all'atto della piegatura dei terminali. La presenza delle flange non abbassa le prestazioni del componente alle frequenze elevate; mentre con i terminali convenzionali si avrebbe un aumento di autoinduttanza nella misura di 10 nH.

— la presenza delle flange migliora il processo di saldatura con il rame dello stampato (*figura 2*) impedendo alla lac-

DENTRO AL COMPONENT

catura di incapsulamento di entrare nei fori dello stampato mentre la presenza sulla flangia di sfiatatoi consente la libera fuoriuscita dei gas presenti nel bagno di saldatura.

— i terminali, grazie alla presenza delle flange, hanno tolleranze più ridotte e non richiedono pertanto di essere nuovamente "ritagliati" dopo essere stati saldati.

— le armature sono di rame, e pertanto non sono soggette alla "migrazione del metallo" come invece succede nelle armature di argento. Il condensatore viene pertanto a possedere un funzionamento più sicuro ed ovviamente anche un costo più basso.

— infine, la presenza delle flange permette una ubicazione ben precisa sulla bandoliera, e questo è molto importante quando il componente viene inserito nella piastra mediante macchine automatiche.

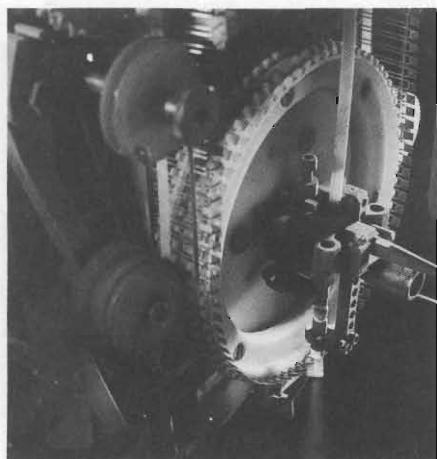
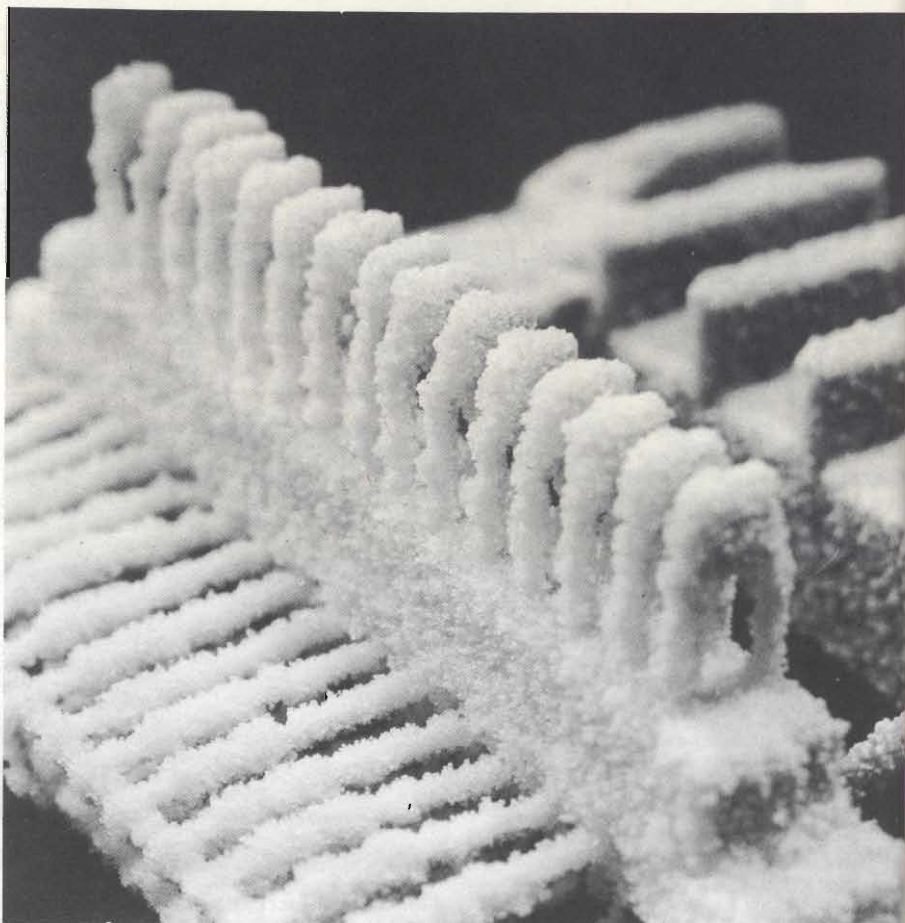



Fig. 5 - Un preciso getto di sabbia s'incarica di asportare dalla piastrina di ceramica quanto basta per ottenere il valore di capacità desiderato con una tolleranza di ±2%.

Le fasi più importanti di fabbricazione

Possono essere così riassunte:

— metallizzazione dei fogli di materiale ceramico (60 mm x 120 mm).
Per la metallizzazione si ricorre ad un processo di evaporazione continuata attuato in due fasi: prima viene depositato per evaporazione uno strato di nichel/cromo che funziona da adesivo; successivamente questo primo strato viene ricoperto con uno strato di rame *(figura 3)*.

— taglio mediante sega dei suddetti fogli in piastre rettangolari. In questa fase, vengono uniti tra loro mediante cera più fogli. Per ottenere i valori di capacità desiderati, le piastre rettangolari possono avere sei differenti dimensioni e differenti valori di spessore (*figura 3*).

Prove climatologiche. I condensatori vengono portati a temperature estremamente basse.

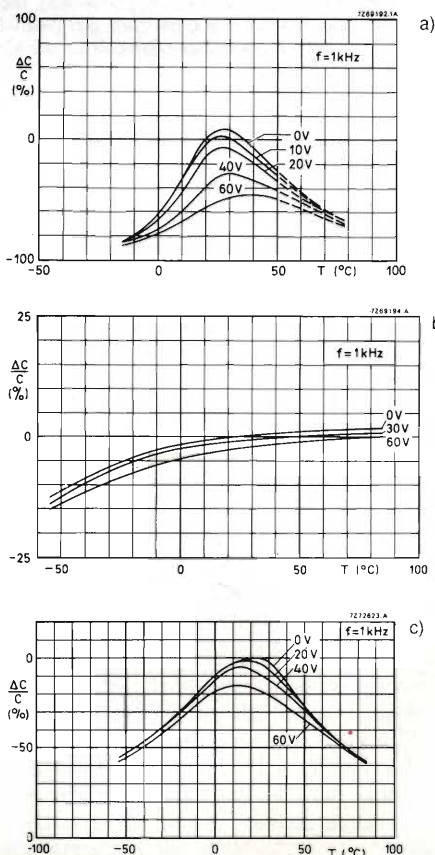



Fig. 6 - Variazione della capacità ΔC rispetto alla capacità C (a 0 V, 20°C), in funzione della temperatura T per tre differenti tipi di condensatori ceramici.

— formazione mediante un sistema di deformazione a freddo delle flange nel filo di rame stagnato che poi costituirà i terminali del condensatore (*figura 4*, in alto).

— taglio di questo filo e sua saldatura alle piastre rettangolari di ceramica rivestite di rame (*figura 4*, al centro).

— messa a punto dei valori di capacità mediante un preciso getto di sabbia che elimina parte della piastra di ceramica rivestita di rame fino al raggiungimento del valore di capacità voluto entro una tolleranza del ±2% (*figura 5*).

— laccatura e indicazione del valore della capacità secondo il codice dei colori (*figura 4*, in basso).

I condensatori passano successivamente un severo controllo di qualità tendente ad accertare che tutti gli esemplari prodotti posseggano le caratteristiche e i valori prestabiliti.

Parametri fondamentali di un condensatore

Un condensatore è costituito essenzialmente da due conduttori separati da un isòlante chiamato *dielettrico* oppure dal vuoto. I due conduttori costituiscono le *armature* (o gli elettrodi) del condensatore. La caratteristica del condensatore è quella di immagazzinare un grande numero di cariche elettriche in poco spazio.
La *capacità* (C) di un condensatore è dato dal rapporto tra la carica elettrica (Q) e la tensione applicata (V) e cioè:

$$C = \frac{Q}{V}$$

nella quale:
Q = carica espressa in coulomb (C)
V = tensione in volt (V)
C = capacità in farad (F)

Un condensatore possiede la capacità di un F se, ricevendo la carica di 1 C, assume la tensione 1 V.
L'energia elettrostatica in watt/secondi (o Joule) immagazzinata in un condensatore è data da

$$J = {}^1/_2\, CV^2$$

La formula pratica per definire la capacità di un condensatore è data da

$$C = \frac{\varepsilon_s\, \varepsilon_0 A}{d}$$

nella quale

C = capacità in farad (F)
ε_0 = una costante chiamata *permittività dello spazio libero*, ed è data da 8,85 x 10^{-12} F/m
ε_r = costante dielettrica relativa dell'isolante esistente tra le armature
A = area delle armature in m^2
d = distanza esistente tra le armature in m

Dalla formula suddetta si deduce che per aumentare la capacità di un condensatore occorre aumentare o l'area delle sue armature, oppure il valore della costante dielettrica, oppure diminuire la distanza esistente tra le armature.

DIELETTRICO: A seconda delle applicazioni, il dielettrico tra le armature può essere l'aria, un gas, la carta (impregnata), uno strato di sostanza organica, la mica, il vetro o la ceramica. Ognuno di questi dielettrici possiede una sua costante dielettrica ε, una sua gamma di temperature di lavoro e un differente spessore.

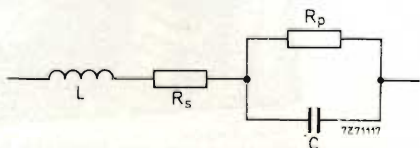



Fig. 1 - Circuito equivalente di un condensatore.

CIRCUITO EQUIVALENTE: In pratica un condensatore oltre a possedere una capacità presenta anche una certa induttanza e resistenza. In *figura 1* è indicato il relativo circuito elettrico equivalente, molto utile per determinare le caratteristiche elettriche di un condensatore.

C è la capacità tra i due elettrodi, più le capacità disperse ai bordi e tra i terminali.

R_p è la resistenza di isolamento del materiale dielettrico. Solitamente R_p è molto elevata, e ha poca importanza all'aumentare della frequenza. R_p indica anche le perdite di polarizzazione del materiale dielettrico sottoposto ad un campo elettrico alternato.

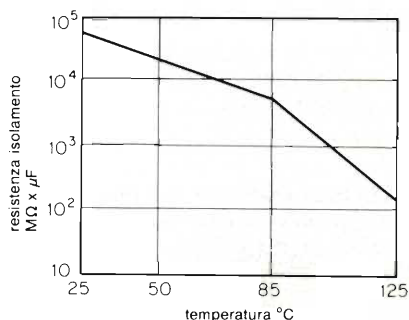



Fig. 2 - Variazione della resistenza di isolamento al variare della temperatura.

R_s sono le perdite che si verificano nei terminali, negli elettrodi e nei contatti. Fino a molte centinaia di MHz, la profondità di penetrazione della corrente è superiore allo spessore del conduttore per cui non si verifica alcun "effetto pelle". Nei condensatori ceramici R_s è molto bassa.

L è l'induttanza dei terminali e l'induttanza interna del condensatore; quest'ultima è comunque trascurabile. L'induttanza assume importanza soltanto in applicazioni di alta frequenza, dato che il condensatore si comporta come una induttanza quando la frequenza è superiore alla sua frequenza di risonanza.

Le perdite in un condensatore vengono espresse in termini di tgδ la quale non è altro che il rapporto tra la componente resistiva e quella reattiva dell'impedenza e cioè

$$tg\delta = \left| \frac{R}{X_c} \right|$$

REATTANZA CAPACITIVA: La reattanza capacitiva (Xc) e data in ohm da:

$$X_c = \frac{0{,}159}{fC}$$

dove f e C sono espressi rispettivamente in hertz e in farad.

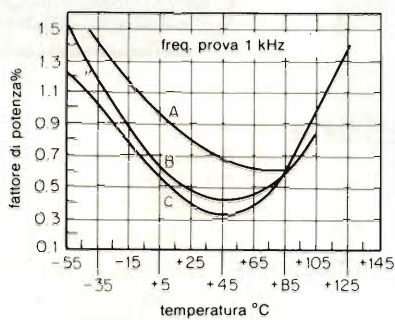



Fig. 3 - Andamento del fattore di potenza in funzione della temperatura per tre differenti tipi di condensatori. (a) a carta impregnata, (b) carta mylar impregnata; (c) mylar.

La reattanza capacitiva tende ad aumentare via via che diminuiscono la frequenza o la capacità.

CORRENTE CONTINUA DI DISPERSIONE: È la debolissima corrente continua che scorre in un condensatore ad una data tensione.
È prodotta dalle cariche libere presenti nel dielettrico. È dovuta ad essa se un condensatore non può mantenere indefinitivamente la sua carica.

RESISTENZA DI ISOLAMENTO: È la resistenza del dielettrico. È espressa dal rapporto tra la tensione applicata e la corrente dispersa da questa prodotta. È espressa in MΩ. La resistenza l'isolamento tende a diminuire all'aumentare della temperatura (*figura 2*).

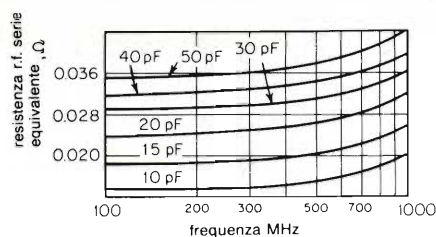



Fig. 4 - Variazione della ESR in funzione della frequenza (VHF e UHF) in un condensatore con dielettrico in ceramica.

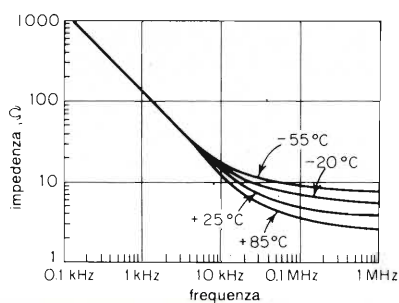



Fig. 5 - L'impedenza di un condensatore fisso tende a diminuire all'aumentare della frequenza e della temperatura.

TENSIONE DI LAVORO: È la massima tensione applicabile ad un condensatore per un funzionamento continuativo. Occorre sempre specificare se trattasi di tensione continua o alternata i cui valori in genere non coincidono.

TENSIONE DI ROTTURA: È quel valore elevato di tensione in corrispondenza del quale il dielettrico viene danneggiato irrimediabilmente.

I condensatori ceramici miniatura vengono impiegati in apparecchiature più disparate, come per esempio nelle apparecchiature audio e video, nei piccoli elettrodomestici, nel decodificatore di segnali televideo e negli strumenti di misura (es. oscilloscopi).

COEFFICIENTE DI TEMPERATURA: Solitamente è indicato con la sigla TC (TC = Temperature Coefficient), e sta ad indicare quanto varia il valore della capacità quando la temperatura varia di 1 grado. È espresso in *parti per milione per grado centigrado* (e cioè ppm/°C). Il coefficiente di temperatura può essere positivo, negativo o zero. Se il TC è positivo, il coefficiente è preceduto dalla lettera P; se negativo, è la lettera N che precede il coefficiente; la sigla NPO sta ad indicare che un condensatore possiede un coefficiente di temperatura zero.

FATTORE DI POTENZA: Il fattore di potenza PF (PF = Power Factor) sta ad indicare le perdite che si riscontrano in un condensatore quando ad esso è applicata una tensione alternata. In un condensatore ideale la corrente è in anticipo esattamente di 90° rispetto alle tensioni alternate applicate. In un condensatore normale, a causa delle perdite nel dielettrico e nei terminali, si registra un angolo di sfasamento inferiore a 90°. Esso viene espresso in percento. Per esempio, un PF = 2%, indica che il 98% dell'energia applicata al condensatore è utilizzabile mentre il 2% va irrimediabilmente persa, sotto forma di calore. Il PF varia con la temperatura (*figura 3*) e tende ad aumentare con la frequenza.
Le perdite in un condensatore vengono solitamente espresse anche in termini di tgδ che è il rapporto tra la componente resistiva a quella reattiva dell'impedenza di un condensatore e cioè

$$tg\varphi = \left|\frac{R}{X_c}\right|$$

RESISTENZA EQUIVALENTE IN SERIE: È causata dalla resistenza delle armature e dei collegamenti. È indicata anche con la sigla ESR (ESR = Equivalent Series Resistance), ed è la pura resistenza che viene a trovarsi in serie al condensatore. Nella *figura 4* si può vedere come varia l'ESR in un condensatore che lavora in UHF. Come si vede, l'ESR tende ad aumentare con la frequenza.

IMPEDENZA: L'impedenza (Z in ohm) di un condensatore è la totale opposizione che un condensatore presenta nei confronti di una corrente alternata. Essa è espressa da

$$Z = \sqrt{X^2_c + (ESR)^2}$$

nella quale

X_c = reattanza capacitiva (vedi)

ESR = Resistenza equivalente in serie (vedi)

Nella *figura 5* si può vedere come varia l'impedenza al variare della frequenza e della temperatura. Essa tende a diminuire all'aumentare sia della frequenza che della temperatura. In un condensatore di qualità, l'impedenza è approssimativamente uguale alla reattanza capacitiva.

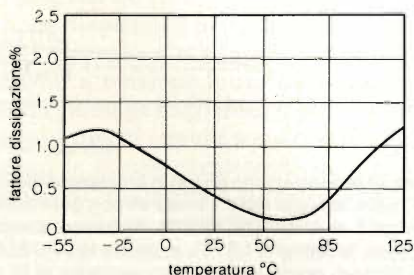



Fig. 6 - Variazione del fattore di dissipazione al variare della temperatura.

FATTORE DI DISSIPAZIONE: È un altro parametro usato per descrivere le caratteristiche di un condensatore. È espresso in percento, ed è dato dal rapporto tra la resistenza equivalente in serie e la reattanza capacitiva e cioè

$$FD = \frac{ESR}{X_c} \cdot \%$$

Più basso è il fattore di dissipazione e migliore è il condensatore.
Dalla *figura 6* si noti come vari il fattore di dissipazione al variare della temperatura.

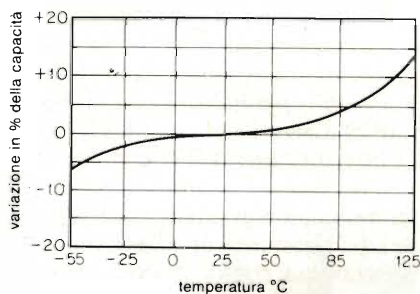



Fig. 7 - Andamento della capacità al variare della temperatura dell'ambiente.

FATTORE DI QUALITA': È l'inverso del fattore di dissipazione e si indica con la lettera Q.

$$Q = \frac{X_c}{ESR}$$

Maggiore è il valore di Q, e migliore sarà il condensatore.

TENSIONE E CORRENTE ALTERNATA RESIDUA: È la componente alternata (ripple) sovrapposta ad una tensione (o corrente) continua.
Il "ripple" è presente, per esempio, all'uscita di un alimentatore in c.c. Un "ripple" inferiore al 5% è tollerabile da un condensatore. Valori superiori tendono a riscaldare il condensatore.

TEMPERATURA AMBIENTE: Il reale valore della capacità di un condensatore dipende dalla temperatura dell'ambiente che circonda il condensatore. È quello che comunemente viene chiamata *temperatura ambiente*.
Nella *figura 7* è riportata la variazione tipica in percento della capacità al variare della temperatura. Come temperatura-base viene presa quella dell'ambiente a 25°C.

TOLLERANZA: È la variazione di capacità espressa in percento rispetto al valore di capacità a 25°C. Il valore di capacità è 25°C costituisce il *valorè nominale* della capacità.

NUOVI CMOS A VELOCITA' ELEVATA E BASSO CONSUMO

R. Caoes e L. Cascianini *Philips S.p.A.*

La nuova famiglia PC 54/74 dei circuiti integrati logici ha la caratteristica di avere velocità elevata e basso consumo. Essa è pertanto in grado di sostituire i corrispondenti integrati sia in tecnologia CMOS che LSTTL che l'hanno preceduta.

In questi ultimi tempi, i processi di costruzione dei circuiti integrati ad elevata densità d'integrazione come microcomputer e memorie a grande capacità hanno raggiunto un grado di perfezione tale da consentire di realizzare dispositivi più veloci e con dissipazione inferiore ai circuiti CMOS discreti e ai circuiti LSTTL convenzionali destinati ad interfacciarli (LSTTL = Low Power Schottky TTL).

Questa anomalia, non prevista, tende a limitare in pratica le prestazioni del sistema, e di conseguenza ha accellerato i tempi del programma che la Philips aveva già intrapreso per ridurre il consumo ed aumentare la velocità dei suoi componenti logici *discreti*.

Per realizzare la sua famiglia di integrati logici HE4000B, negli anni '70, questa società utilizzò il processo CMOS con gate al silicio policristallino nonché la sua tecnologia brevettata nota come "ossidazione locale del silicio (LOCOS). Questi circuiti CMOS con gate al silicio immerso in un "pozzo" di materiale di tipo p si dimostrarono tre volte più veloci dei CMOS basati su gate in metallo allora disponibili sul mercato; il loro "consumo" inoltre era solo il 65% di quelli convenzionali.

Attualmente, utilizzando questo stesso processo costruttivo CMOS ad elevata velocità ma riducendo notevolmente le strutture circuitali (la struttura del gate è stata portata a 3 µm e l'ossido della zona del gate possiede uno strato più sottile) si è riusciti ad aumentare di 5 volte la velocità e a 10 volte la possibilità di comando di questi dispositivi. È così nata la famiglia dei circuiti integrati logici CMOS ad elevata velocità PC 54/74. L'affinamento del processo costruttivo CMOS a cui sopra abbiamo accennato ha consentito pertanto alla famiglia PC 54/74 di avere una dissipazione di potenza più bassa, una più elevata immunità nei confronti del rumore, una più ampia gamma di temperature di lavoro dei CMOS con gate al silicio che li hanno preceduti; non solo, ma questa nuova famiglia possiede ora velocità e possibilità

(a) struttura HE4000 B

LOCOS = ossidazione locale del silicio

(b) struttura HCMOS

Fig. 1. Confronto tra il processo di costruzione di un c.i. HCMOS e quello utilizzato nella famiglia MOS HE4000 B con gate al silicio.

Fig. 2 - Ritardo di propagazione (in ns) in funzione della capacità di carico (in pF) nella famiglia dei c.i. integrati con gate in metallo (CD 4000), e con gate al silicio (HE4000B). In basso, sono riportati i tempi riguardanti la famiglia LSTTL e quella HCMOS. Dai grafici risulta che il ritardo di propagazione (con un carico di 50 pF) è stato ridotto a 1/6 rispetto a quello dei precedenti CMOS con gate al silicio e addirittura ad 1/12 rispetto a quello dei MOS con gate in metallo.

Fig. 3. Il prodotto potenza/velocità di una porta HCMOS e LSTTL indica chiaramente il più basso valore degli HCMOS quando si lavora a frequenze inferiori a 10 MHz.

Fig. 4. Valori tipici di dissipazione in una porta in funzione della frequenza. Il grafico in tratteggio si riferisce ai c.i. integrati HCMOS.

Fig. 5 - Valori tipici di dissipazione in un flip-flop in funzione della frequenza. Il grafico in tratteggio si riferisce a c.i. HCMOS.

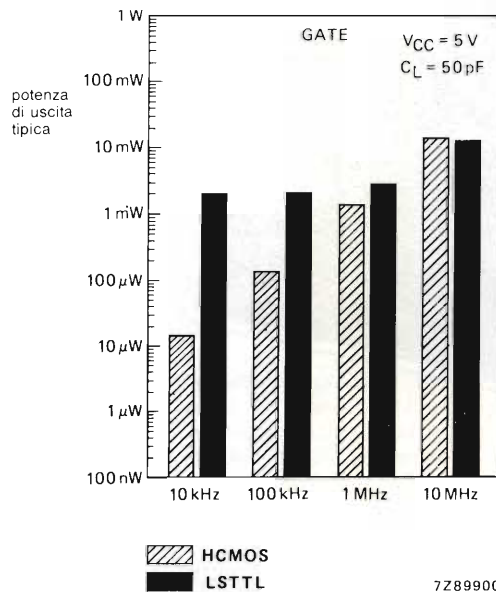
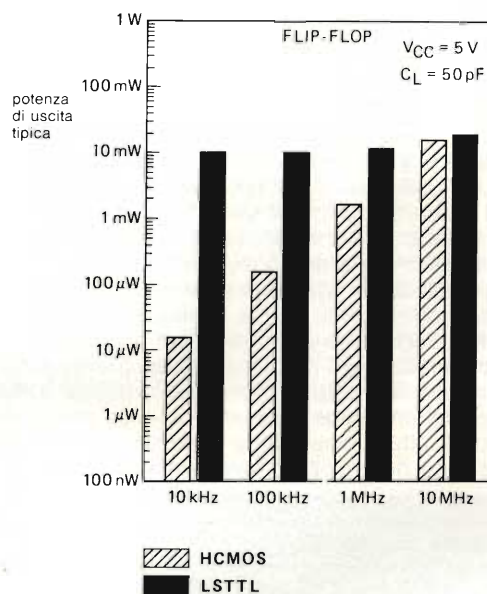
di pilotaggio che fino ad oggi erano appannaggio esclusivo dei circuiti integrati bipolari LSTTL.

Adottando la famiglia PC54/74 non occorre ricorrere a compromessi tra velocità e potenza assorbita; non solo, è possibile anche sostituire direttamente i nuovi dispositivi in quasi tutti i casi dove prima erano montati componenti di altre famiglie (sia CMOS 4000 che bipolari LSTTL) senza dover ricorrere a problemi di interfacciamento.

Tutte queste possibilità significano in definitiva riduzione del costo del sistema in quanto viene semplificato sia l'alimentatore sia i dispositivi di raffreddamento, senza contare le riduzioni d'ingombro, la maggiore affidabilità e sicurezza di funzionamento nel tempo che le apparecchiature verranno ad avere.

La prima famiglia degli integrati PC 54/74 Philips-Elcoma, comprende 270 circuiti, disponibili in due versioni: quelli aventi per suffisso HC sono completamente bufferati con livelli di commutazione d'ingresso di tipo CMOS allo scopo di avere una elevata immunità contro i disturbi, una corrente di gate con valore tipico di 3 μA a 10 kHz, correnti d'ingresso e correnti di riposo di alimentazione trascurabili, un ritardo di propagazione compreso tra 9 e 11,5 ns (con carico capacitivo da 15 a 100 pF); la tensione di alimentazione può andare da 2 a 6 V. Sono stati progettati per sostituire nei futuri progetti i CMOS meno veloci.

Sono anche disponibili inverter non bufferati; il loro suffisso è HCU. Servono a realizzare oscillatori CL a cristallo ed altri circuiti a reazione funzionanti in modo lineare.

La seconda versione degli integrati PC 54/74 ha per suffisso HCT; anche questi circuiti sono completamente bufferati e posseggono le stesse caratteristiche e le stesse funzioni della versione HC dalla quale differiscono per avere livelli di commutazione d'ingresso di tipo TTL. Lavorano con una tensione di alimentazione di 5 V ± 10%, ed hanno la stessa piedinatura dei più noti circuiti LSTTL. Sono stati introdotti per sostituire i circuiti LSTTL allo scopo di ridurre la dissipazione di potenza senza però abbassare la velocità operativa del sistema.

Conclusione

La nuova famiglia dei circuiti integrati logici PC 54/74 HC(T) è stata progettata per sostituire i circuiti logici LSTTL, ed è più veloce dei circuiti CMOS della generazione precedente. Siccome possono lavorare con tensioni di alimentazione dell'ordine di 2 V potranno certamente essere compatibili con le future generazioni di memorie e di microcomputer che saranno alimentati con tensioni inferiori a 5 V. ■

NUOVO DISPLAY PER EDP
Cinescopio combinato con cella a cristalli liquidi

La *Tektronix* ha sviluppato un nuovo display a colori che dovrebbe in un prossimo futuro sostituire in parte il convenzionale cinescopio a colori a maschera forata. Le caratteristiche particolari di questo nuovo "cinescopio", e cioè risoluzione molto spinta, ottimo contrasto, ampia gamma dei colori riproducibili e prezzo relativamente basso sono fattori che senz'altro accellereranno la messa a punto definitiva di questo nuovo display a colori.
Attualmente il sistema Tektronics può riprodurre solo i colori ottenibili per mescolazione di luci rossi e verdi di differente intensità luminosa, e pertanto, per il momento, la soluzione presentata in questo articolo non potrà sostituire il convenzionale cinescopio TV, ma potrà essere impiegata solo nel settore EDP e della strumentazione.

Il cinescopio a maschera forata

Il sistema attuale di presentazione delle immagini a colori sullo schermo di un cinescopio è dal punto di vista economico molto dispendioso e tecnicamente non del tutto soddisfacente (per es. risoluzione limitata). Si pensi all'attuale cinescopio a colori che richiede una maschera forata accuratamente posizionata sulla faccia interna dello schermo e ai tre cannoni elettronici presenti sul collo del cinescopio. Il fatto che la formazione di un dato punto colorato dell'immagine (pixel) richieda (ad eccezione dei colori primari, verde, rosso e blu) il concorso di tre puntini di fosforo di differente intensità luminosa, non contribuisce di certo a migliorare la definizione dell'immagine a colori, anche se per la verità, la tecnologia degli attuali cinescopi a maschera forata ha fatto in questi ultimi tempi notevoli passi avanti in questa direzione.

Il display della Tektronix

Per eliminare le suddette limitazioni è stato in passato sperimentato uno schermo dove i fosfori dei vari colori venivano depositati uniformemente *uno sopra l'altro*, e dove la selezione dei fosfori dei vari colori veniva realizzata facendo penetrare *più o meno* in profondità, il fascio di elettroni, modulando opportunamente la tensione di accelerazione (EAT) dei medesimi. Questo sistema di selezione dei fosfori ha però dimostrato in pratica delle notevoli imprecisioni.
Il sistema introdotto dalla *Tektronix* è basato su un cinescopio munito di un solo cannone, da alcuni filtri polarizzatori e da una cella a cristalli liquidi. In questo caso, il "fosforo" depositato sullo schermo è costituito in realtà da una miscela formata da due tipi di fosfori: uno capace di emettere luce verde e l'altro luce rossa.
I due filtri polarizzatori colorati disposti davanti allo schermo sono strutturati in maniera da ruotare di 90 gradi il piano di polarizzazione della luce rossa rispetto al piano di polarizzazione della luce verde. Sulla superficie della successiva cella a cristalli liquidi perverranno pertanto due "piani di luce" rispettivamente rossa e verde spostati di 90°.
In base alle proprietà dei cristalli liquidi è evidente allora che applicando alla cella tensioni opportunamente temporizzate sarà possibile far "uscire" dalla cella, ora luce rossa, ora luce verde. Dopo la cella a cristalli liquidi è disposto un semplice filtro di polarizzazione neutro.
Dalla figura 1 si può ora capire come il sistema in pratica funzioni. Come già detto, a seconda della tensione applicata alla cella a cristalli liquidi, questa farà passare o luce rossa o luce verde. Per questo motivo, questa parte del sistema viene anche chiamata "interruttore del colore". Le luci rispettivamente rossa e verde perverranno pertanto alternativamente all'occhio dell'osservatore al ritmo di 50 volte al secondo. A causa del noto fenomeno della persistenza delle immagini sulla retina, l'occhio umano non può vedere singolarmente questi due colori ma piuttosto il colore risultante dalla loro mescolazione. In pratica esso vedrà tutti i colori intermedi che è possibile ottenere mescolando luci rispettivamente rossa e verde aventi differenti intensità luminose: questi colori sono: l'arancione, il giallo e il giallo verde, oltre ovviamente i colori di partenza (o primari) rosso e verde. (Dal diagramma di cromaticità riportato in figura 2 si può vedere quali sono effettivamente tutte le sfumature colorate che si possono ottenere disponendo dei soli due colori primari rosso e verde.

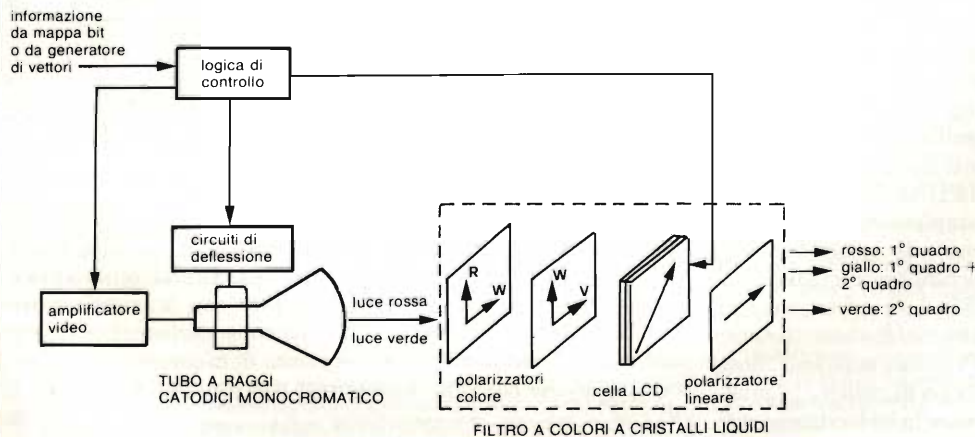



Fig. 1 - Lo schermo di un cinescopio ad un solo cannone emette contemporaneamente luce rossa e verde. Davanti allo schermo si trovano due filtri polarizzatori che ruotano di 90° il piano delle due luci colorate; segue una cella a cristalli liquidi comandata da segnali a 50 Hz che fa passare alternativamente la componente rossa e verde; termina il sistema un filtro neutro. L'osservatore potrà allora vedere, oltre ai colori primari, anche tutta la gamma dei colori che si possono ottenere dalla mescolazione additiva di luci rosse e verdi di differente intensità luminosa.

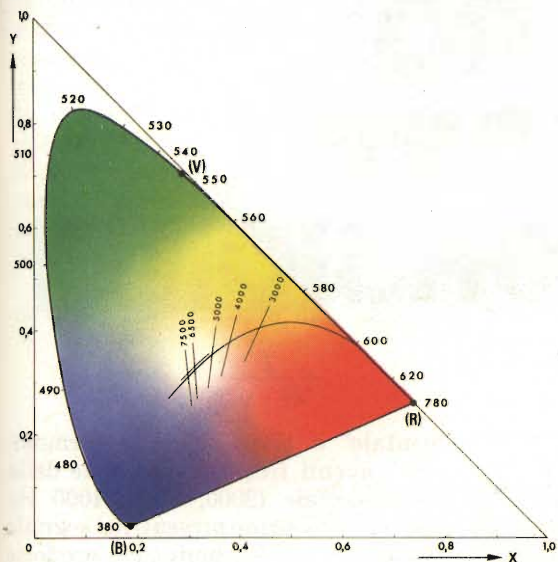



Fig. 2 - Diagramma della cromaticità. Gli attuali cinescopi, potendo disporre anche del terzo colore primario, e cioè del blu, sono in grado di riprodurre tutti i colori presenti nel diagramma. Il sistema Tektronix può invece riprodurre soltanto i colori ottenibili dalla mescolazione di luci colorate rosse e verdi aventi differente intensità luminosa.

Effettivamente non sono tutti i colori che si possono ottenere quando si ha a disposizione anche il terzo colore primario, e cioè il blu, e questa è una severa limitazione caratteristica di questo sistema e alla quale alla Tektronix si sta intensamente studiando per eliminarla.
Il nuovo display, pur non essendo in grado di riprodurre tutti i colori del diagramma di cromaticità, di cui invece è capace il convenzionale cinescopio a maschera forata a tre fosfori (rosso, verde e blu), possiede un ottimo contrasto (20:1), ed inoltre, a causa della mancanza della maschera possiede una risoluzione elevata.
L'avere infine un solo cannone implica una notevole semplificazione e pertanto un costo minore del tubo.
Il settore d'impiego di questo tubo sarà principalmente quello dell'informatica, della strumentazione (oscilloscopi-memoria, analizzatori logici ecc.) dove più che la totalità dei colori, interessa la riproduzione dei più minuti dettagli.

LITOGRAFIA AD ELETTRONI VELOCI: UN ALTRO PASSO IN AVANTI VERSO L'INTEGRAZIONE SU LARGA SCALA

I laboratori di ricerca e di sviluppo dei maggiori costruttori di dispositivi a semiconduttori tendono attualmente più che alla scoperta di nuove tecniche circuitali, a condensare nel chip di silicio il maggior numero di circuiti e componenti possibile. Questa tendenza ad una miniaturizzazione sempre più spinta richiede tecnologie fotolitografiche sempre più sofisticate e precise.
Con i sistemi fotolitografici attuali è possibile realizzare senza difficoltà strutture e dettagli circuitali dell'ordine di 2,5 e 2 μm fino ad arrivare ad 1 μm con il "wafer stepper" Philips (figura 1). Se però, per riprodurre sul chip di silicio le strutture e i componenti dei circuiti si ricorre alla litografia a raggi di elettroni al posto della fotolitografia convenzionale, è possibile riprodurre struttura circuitali larghe 0,1 μm.
Nella litografia a raggi elettronici, è il raggio di elettroni che provvede a "scrivere" direttamente sulla piastrina di silicio (wafer) le configurazioni dei circuiti senza necessità di ricorrere alle maschere. Questo sistema presenta però un inconveniente: gli elettroni messi a fuoco sullo strato sensibile tendono a disperdersi sia sullo strato superficiale che sul substrato di silicio, per cui la struttura non assume contorni netti ma sfuocati leggermente ai due lati, e questo è un grave inconveniente quando le "piste" del circuito sono molto vicine dato che tendono a confondersi una con l'altra. È l'inconveniente noto come "effetto prossimità".
Presso i laboratori di ricerca della Philips, l'effetto prossimità è stato eliminato impiegando un fascio di elettroni il quale al posto di essere accelerato con 20 mila elettroni-volt (keV), viene accelerato con 50 keV. Anche in questo caso si ha un certo sparpagliamento di elettroni ma questo si verifica nello strato più profondo del substrato e non nello strato sensibile superficiale dove vengono "scritte" le strutture (o le piste) dei circuiti che si vogliono realizzare. La figura 2 mostra la differenza fra una struttura realizzata con 20 keV (a sinistra) e quella più incisa ottenuta con 50 keV (a destra).
La figura 3 indica una struttura circuitale riportata sul film sensibile di un wafer, realizzata con il sistema descritto; la pista (o struttura circuitale) è larga in questo caso appena 0,2 μm.

Fig. 2 - Differenza tra una struttura circuitale ottenuta, a sinistra con un fascio di elettroni accelerati con 20 kV e a destra con 50 kV. Si notino i contorni netti della struttura a destra.

Fig. 1 - È il più aggiornato sistema fotolitografico classico. Permette di realizzare sul chip strutture dell'ordine di 1,5 .... 2 μm.

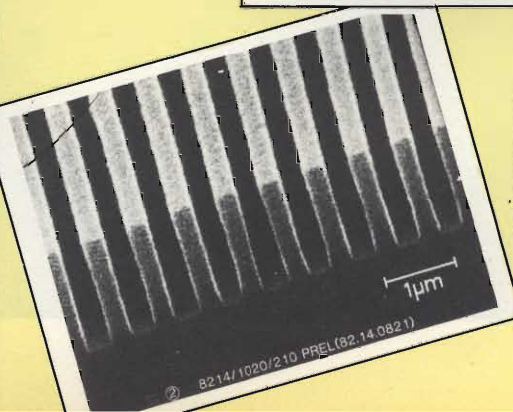
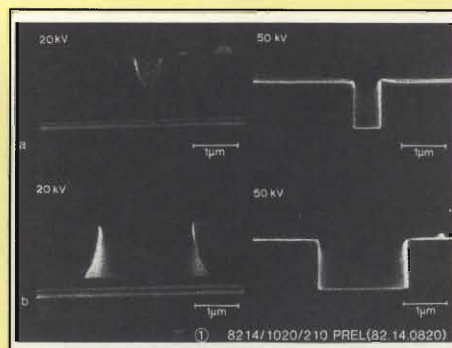



Fig. 3 - Parte di una struttura circuitale costituita, in questo caso, da collegamenti paralleli larghi appena 0,2 μm.

DISTORSIOMETRO CON OSCILLATORE A BASSA DISTORSIONE

L'articolo descrive uno strumento in grado di misurare con una certa precisione la distorsione armonica totale di un segnale periodico avente frequenza compresa tra 20 e 20000 Hz, utilissimo per valutare la qualità di amplificatori di B.F., altoparlanti e oscillatori. In appendice viene descritto, come optional, un semplice oscillatore sinusoidale a frequenza fissa avente una distorsione residua inferiore allo 0,005%.

ing. Edoardo Bott, SGS-ATES

Supponiamo di avere un amplificatore di bassa frequenza al quale è applicato all'ingresso un segnale sinusoidale, cioè un tono puro, avente la frequenza di 1000 Hz. Poichè l'amplificatore, come del resto tutte le cose in natura, non è perfetto, il segnale di uscita non sarà identico a quello di entrata (a parte la maggiore ampiezza).

La sinusoide sarà cioè più o meno distorta, a seconda delle caratteristiche dell'amplificatore.

Una sinusoide distorta non contiene più una sola componente di frequenza (nel nostro caso 1000 Hz), ma si può considerare come composta da una serie di segnali sinusoidali: una "fondamentale" a 1000 Hz più le "armoniche", aventi frequenze multiple della fondamentale (2000, 3000, 4000 Hz ecc.) che non erano presenti nel segnale d'ingresso e che quindi sono prodotte dall'amplificatore.

Per valutare a quanto ammonta la distorsione armonica prodotta da un certo amplificatore, occorre realizzare un filtro che elimina la frequenza fondamentale mentre lascia passare inalterate le armoniche.

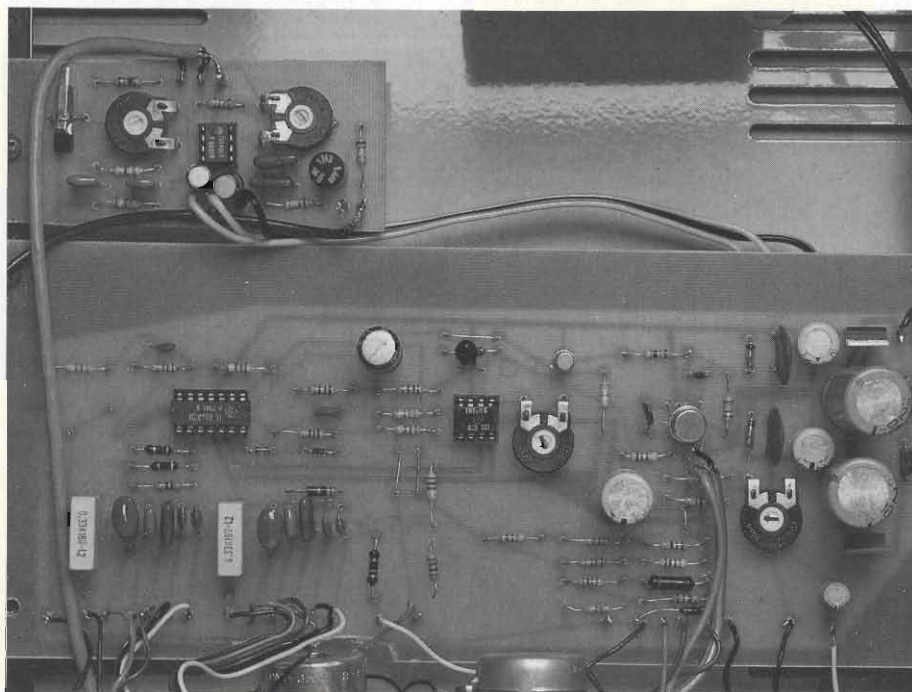
Circuito elettrico del distorsiometro

Pur essendo montato su un'unica basetta di circuito stampato, il circuito elettrico del distorsiometro è illustrato, per maggior chiarezza nelle *figure 1* e *2*.

Nella prima è illustrato il filtro arresta banda o "notch" vero e proprio, mentre nella seconda abbiamo un millivoltmetro C.A. e l'alimentatore.

Il filtro utilizza, quale elemento selettivo in frequenza, un ponte di Wien, costituito da un ramo R-C serie (R8, C9 ÷ C14, P2b e parte di P3) e da un ramo R-C parallelo (R9, C3 ÷ C8, P2a e parte di P3).

Il segnale d'ingresso viene applicato, tramite C1 o C2, al potenziometro di livello P1. S1 sarà commutato verso C1 se la frequenza d'ingresso è inferiore a 1000 Hz, mentre sarà commutato verso C2 se la frequenza di ingresso è superiore. In quest'ultimo caso, vengono attenuati i segnali di frequenza inferiore che possono falsare la misura della distorsione avente, ovviamente, solo componenti a frequenza superiore a 1000 Hz.

A P1 segue un amplificatore invertente (IC la) la cui uscita viene inviata al ramo-parallelo del ponte di Wien e ad un'altro amplificatore invertente avente guadagno pari a 2 (IC lb) la cui uscita è inviata al ramo-serie del ponte. Questi due segnali si sommano nel punto

comune del ponte di Wien, costituito dal cursore del potenziometro P3. Se essi giungono in tale punto con la stessa ampiezza e sfasati di 180°, il risultato, disponibile all'uscita del buffer costituito da IC lc, è nullo. Lo sfasamento di 180° è prodotto da IC lb, mentre i due rami del ponte di Wien non devono apportare ulteriori sfasamenti sul segnale.

Questo è possibile solo alla frequenza di accordo del ponte, dato da:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$$

ziometro doppio. La retroazione introdotto da R3 rende più rapida la curva del notch (*figura 3*).

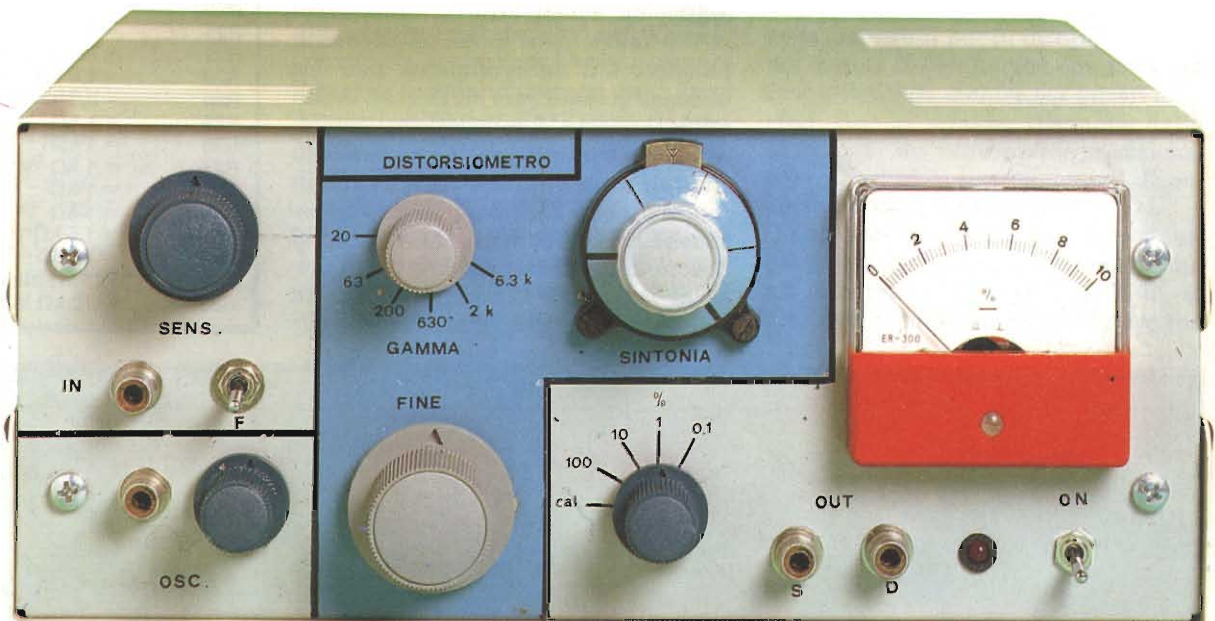
L'amplificazione prodotta da IC lb, pari a 2, è necessaria a compensare la differenza di attenuazione prodotta dai due rapi del ponte di Wien, che, alla frequenza di accordo, per il ramo-serie vale 2 volte quella prodotta dal ramo-parallelo.

Passiamo ora alla descrizione del millivoltmetro a corrente alternata illustrato in figura 2.

Nel millivoltmetro entrano 2 segnali provenienti dal filtro: i prodotti di distorsione (A) e il segnale di ingresso (B), prelevato dal cursore del potenziometro di livello P1. Tramite il commutatore S3, si preleva dapprima il segnale di ingresso (posizione ca l) regolando P1 affinché il milliamperometro si porti a fondo scala, quindi si commuta S3 nella posizione 100% F.S., 10% F.S. ecc. fino ad ottenere un'indicazione precisa della percentuale di distorsione (supponendo che il ponte sia già accordato alla frequenza in esame).

Dato che una distorsione dello 0,1% ha un livello 1000 volte inferiore a quello del segnale totale, occorre, per ottenere un'indicazione di distorsione a fondo-scala dello 0,1%, un amplificatore avente guadagno pari a 1000. Questo viene realizzato tramite IC3, costituito da un μA709.

R11 e R15, R12 e R16, R13 e R17 formano dei partitori di tensione necessari a far assumere al gruppo partitore + amplificatore X 1000 guadagni in tensione pari a 1, 100, 1000, che corrispondono a percentuali di distorsione pari a 100%, 10%, 1% fondo scala.

L'uscita di IC2 può essere inviata ad un oscilloscopio che permette di vedere la forma del segnale di distorsione (out distorsione), eventualmente assieme al segnale di ingresso (out segnale) se si dispone di un oscilloscopio a doppia traccia. L'uscita di IC2 viene applicata anche ad un buffer a transistor (TR1) e inviata al rivelatore di precisione costituito da IC ld e IC3. L'uso del buffer è necessario perchè la bassa impedenza del rivelatore farebbe lavorare male IC2.

Il ponte è accordato alla frequenza di $1/2\,\pi$ RC solo se $(RC)_s = RC_p = RC$.

Variando P2 e/o S2 è possibile variare la frequenza di accordo da 20 a 20000 Hz, secondo le seguenti 6 gamme:

20 ÷ 63 Hz con S2 commutato su C3 e C9
63 ÷ 200 Hz con S2 commutato su C4 e C10
200 ÷ 630 Hz con S2 commutato su C5 e C11
630 ÷ 2000 Hz con S2 commutato su C6 e C12
2 ÷ 6,3 kHz con S2 commutato su C7 e C13
6,3 ÷ 20 kHz con S2 commutato su C8 e C14

Mediante il potenziometro P3 si devono compensare le differenze tra $P2_a$ e $P2_b$ e tra le coppie di condensatori inseriti nel ponte causate dalle tolleranze, che valgono 5-10 % per i condensatori e ben il 25% per le due sezioni del poten-

Le resistenze che costituiscono il raddrizzatore R25-R30 sono di valore relativamente basso per fare in modo che le costanti di tempo $R\text{-}C_{parassite}$ presenti nel circuito siano basse, e quindi il raddrizzamento sia lineare sino a frequenze superiori a 200 kHz. A parte questo, il raddrizzamento di precisione a doppia semionda è di tipo classico.

R31 e R32 limitano la corrente inviata al microamperometro, che è da 500 A fondo-scala.

Occorre notare che questo raddrizzamento è sensibile al valore medio della tensione di ingresso, ma viene tarato per dare l'indicazione del valore efficace per la sola forma d'onda sinusoidale, come del resto si fa per la maggior parte dei voltmetri C.A. in commercio.

Questo vuol dire che, se il segnale di ingresso non è sinusoidale, quale è generalmente il segnale di distorsione, l'indicazione dello strumento non corrisponde esattamente al valore efficace. Comunque, il miglioramento della

DISTORSIOMETRO CON OSCILLATORE A BASSA DISTORSIONE

precisione ottenibile usando un rivelatore a vero valore efficace (true R.M.S.) non avrebbe compensato la complessità molto maggiore del circuito, almeno in questa applicazione.

Costruzione e taratura del distorsiometro

Tutto il circuito del distorsiometro è montato su un'unica basetta di circuito stampato il cui disegno è raffigurato in *figura 4*.

Date le dimensioni che deve avere il pannello frontale, che deve contenere 3 prese plug, 2 interruttori, 2 commutatori, 3 potenziometri di cui uno demoltiplicatore e il millivoltmetro, non era necessario realizzare un circuito molto miniaturizzato. I collegamenti tra basetta e i controlli posti sul pannello frontale sono chiaramente illustrati in *figura 5*, dove abbiamo anche la disposizione dei componenti. C1, C2 e R1 si devono fissare direttamente tra la presa di ingresso e il commutatore S1 a ridosso del pannello frontale.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 1 E 2

R1	= 100 kΩ
R2	= 10 kΩ
R3	= 2,7 kΩ
R4	= 10 kΩ
R5	= 4,7 kΩ
R6	= 4,7 kΩ
R7	= 4,7 kΩ
R8	= 5,6 kΩ
R9	= 5,6 kΩ
R10	= 47 kΩ
R11	= 10 kΩ
R12	= 10 kΩ
R13	= 9 kΩ (8,2 kΩ + 820 Ω)
R14	= 10 Ω
R15	= 10 Ω
R16	= 100 Ω
R17	= 1 kΩ
R18	= 82 kΩ
R19	= 22 kΩ
R20	= 100 Ω
R21	= 100 kΩ
R22	= 47 Ω
R23	= 1,8 kΩ
R24	= 3,9 kΩ
R25	= 1 kΩ
R26	= 1 kΩ
R27	= 1 kΩ
R28	= 1 kΩ
R29	= 1 kΩ
R30	= 1,5 kΩ
R31	= 220 Ω
R32	= 1 kΩ trimmer
R33	= 10 kΩ trimmer

Fig. 1 - Circuito elettrico del filtro arresta-banda del distorsiometro.

P1	= 22 kΩ lineare
P2	= 22+22 kΩ lineare doppio
P3	= 2,2 kΩ lineare
MA	= 500 μA F.S.
C1	= 100 μF - 64 V
C2	= 0,047 μF
C3	= 0,33 μF
C4	= 0,1 μF
C5	= 0,033 μF
C6	= 0,01 μF
C7	= 3,3 KpF
C8	= 1 KpF
C9	= 0,33 μF
C10	= 0,1 μF
C11	= 0,033 μF
C12	= 0,01 μF
C13	= 3,3 KpF
C14	= 1 KpF
C15	= 1000 μF - 12 V
C16	= 10 μF - 25 V
C17	= 22 pF
C18	= 2,7 pF
C19	= 100 μF - 25 V
C20	= 270 pF
C21	= 22 μF - 25 V
C22	= 100 KpF
C23	= 22 μF - 25 V
C24	= 1000 μF - 25 V
C25	= 100 KpF
C26	= 22 μF - 25 V
C27	= 1000 μF - 25 V
C28	= 100 pF
IC1	= TL084
IC2	= μA 709
IC3	= μA 741
IC4	= 7812
IC5	= 7912
D1-D2	
D5-D6	= 1N4148
D3-D4	= 1 A - 50 V
S1	= deviatore miniatura
S2	= 6 posizioni - 2 vie
S3	= 5 posizioni - 1 via
T1	= 15 V - 200 mA

I condensatori C3-C15 devono essere sufficientemente precisi, in modo che C3=C9, C4=C10 ecc. entro tolleranze abbastanza limitate, altrimenti anche tramite P3, non si riuscirebbe a trovare il punto di bilanciamento del ponte. Anche il potenziometro doppio P2 deve avere un sufficientemente accurato accoppiamento tra le parti.

Il microamperometro può essere di sensibilità pari a 500 A o superiore (250 A, 100 A, ecc.). In questi ultimi casi sarà necessario aumentare il valore del trimmer R37, portandolo a 2,2 o 4,7 kΩ.

La scala del microamperometro deve avere almeno 10 divisioni principali e 50 sottodivisioni.

Per facilitare l'operazione di equilibrio del ponte, è necessario demoltiplicare la corsa del potenziometro P2 e P3. La demoltiplica che ho utilizzato è tra le più economiche e facilmente reperibili in commercio, ha però il difetto di fornire al perno del potenziometro una rotazione di soli 180°. Per poter sfruttare tutti i 270° di cui è capace P2, occorre smontare la demoltiplica (7 viti) e togliere, per mezzo del saldatore, uno dei 2 fermi di plastica presenti nella ghiera. Un altro tipo di demoltiplica utilizzabile è il mod. GBC GA 3300.

Con il sistema indicato è molto semplice trovare il punto di equilibratura per fattori di distorsione che arrivano fino allo 0,05%, mentre per fattori inferiori, fino al minimo rilevabile dallo strumento con ragionevole precisione, pari allo 0,01%, occorre un po' di pazienza e "mano ferma".

Una volta realizzato il circuito stampato, montati tutti i componenti tranne gli integrati e collegati i controlli, si alimenta il circuito per controllare che

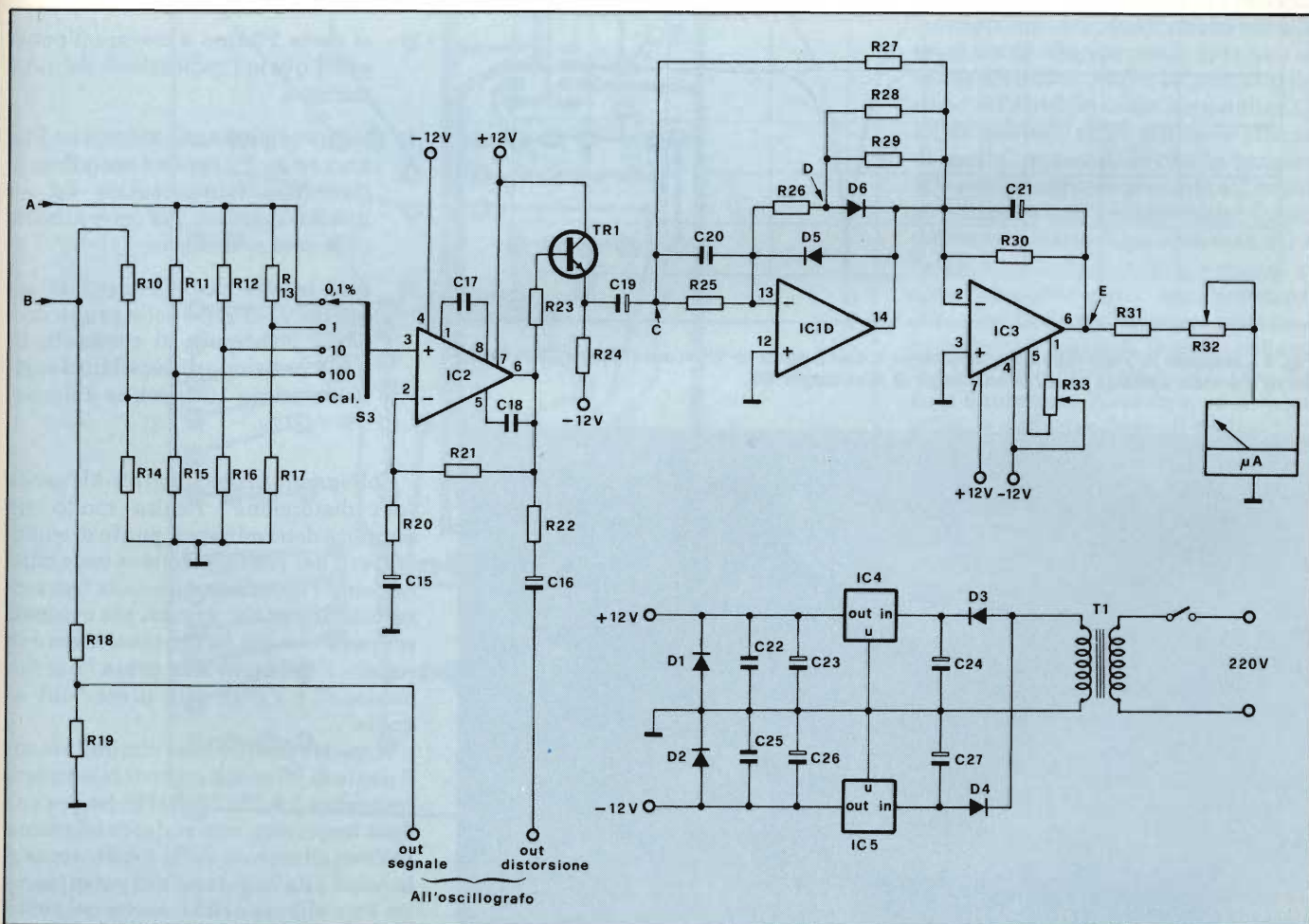



Fig. 2 - Schema elettrico del millivoltmetro del distorsiometro.

DISTORSIOMETRO CON OSCILLATORE A BASSA DISTORSIONE

la parte alimentatrice funziona correttamente; ai capi di D1 e D2 ci devono essere rispettivamente + 12 V e − 12 V rispetto a massa. Fatto questo si inserisce nello zoccolo IC1, si collega al pin 1 di IC1 un oscillografo o un voltmetro C.A. e all'ingresso un generatore sinusoidale avente un'uscita di 1 V_{eff}; P1 deve essere posto al massimo spazzolando in frequenza, tra 20 e 20000 Hz, ci deve essere un punto per il quale l'ampiezza del segnale d'uscita scende da 0,2 $V_{eff.}$ a quasi zero, a seconda del grado di equilibratura del ponte. Questo è indice del buon funzionamento del filtro.

Ora si inseriscono IC2 e IC3 nei rispettivi zoccoli. Se il μA709 è in contenitore metallico, conviene saldarlo direttamente al C.S..

Nella stessa situazione della precedente prova, si commuta S3 in posizione "cal" e si controlla che nelle prese "out distorsione" e "out segnale" sia presente lo stesso segnale, avente un'ampiezza pari a circa 0,2 V_{eff}; questo denota il funzionamento dell'amplificatore X 1000 e dei primi partitori.

Ora si regola il trimmer R32 in modo che la lancetta si porti a fondo scala (10). Ricordo che all'ingresso c'è un segnale di 1 V_{eff} e che P1 è ruotato tutto verso destra (attenuazione nulla). Ora azzeriamo il segnale di ingresso e controlliamo che la lancetta del microamperometro si porti sullo zero. Se ciò non si verifica, agiremo sul trimmer R33, che regola la tensione di offset all'uscita; quindi si ripete la taratura precedente relativa al fondo-scala. A questo punto commutiamo S3 nella posizione 100%.

Se il ponte è accordato ad una frequenza lontana da quella presente all'ingresso, la lancetta del μA. non deve muoversi o quasi.

Allora si agisce sul ponte di Wien secondo questa procedura:

1) si porta P3 a metà corsa;

2) si commuta S3 nella gamma che comprende la frequenza d'ingresso;

3) si ruota P2 fino a trovare il punto per il quale l'indicazione del μA è minima;

4) si agisce alternativamente su P3 e ancora su P2 fino ad annullare la frequenza fondamentale del segnale d'ingresso, per poter misurare le sole armoniche;

5) tutte le volte che la lancetta del μA scende al di sotto della prima divisione principale, si commuta S3 nella posizione di sensibilità superiore: prima 10%, poi, se è il caso, 1% e 0,1%.

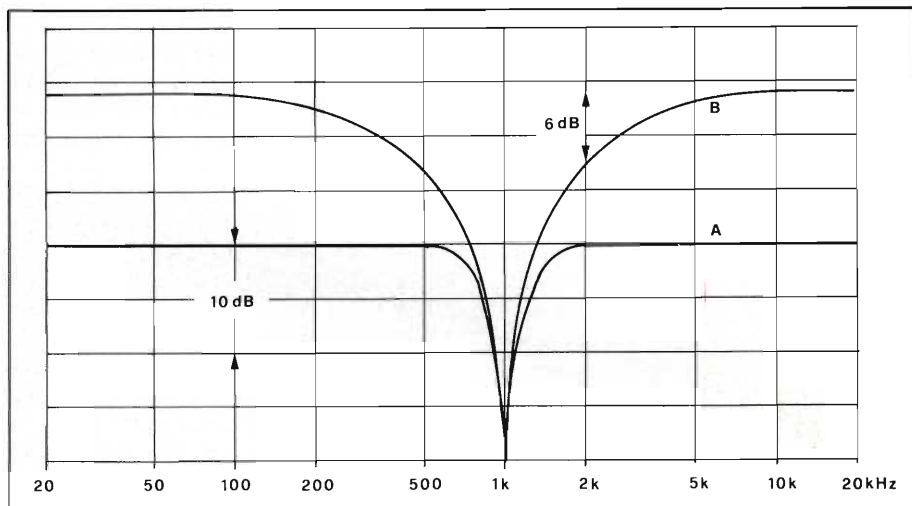
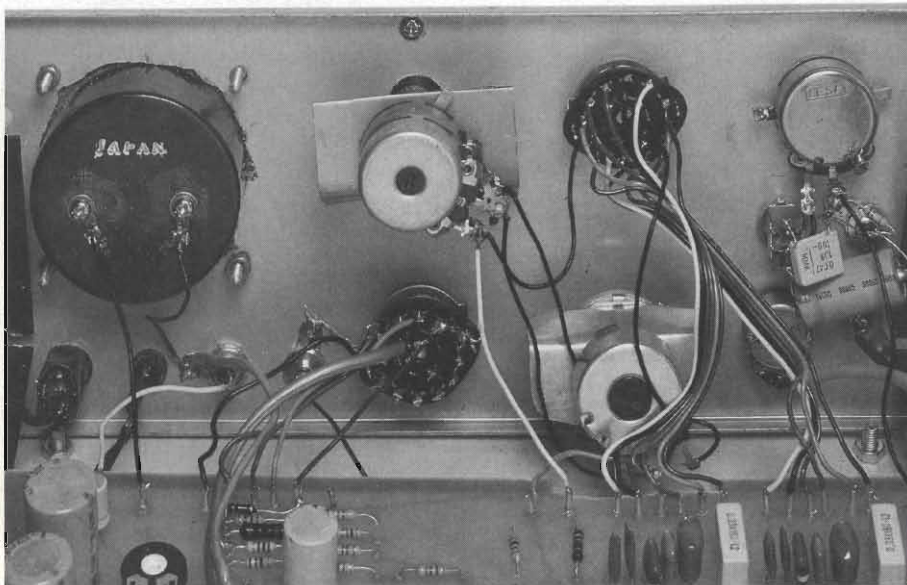



Fig. 3 - Risposta in frequenza del distorsiometro con il ponte di Wien accordato a 1000 Hz. La curva B è stata ottenuta senza la resistenza di retroazione R3.

Collegando un oscillografo all'uscita "out distorsione" risulta molto più semplice determinare il punto di equilibratura del ponte, perchè si vede chiaramente l'annullamento della frequenza fondamentale, ancora più evidente se l'oscilloscopio è a doppia traccia e un canale è collegato alla presa "out distorsione" e l'altro alla prese "out segnale".

A questo punto è bene controllare che il ponte di Wien sia accordabile su ogni frequenza tra 20 e 20000 Hz. Se, per una data frequenza, non si riesce ad ottenere l'annullamento della fondamentale, la colpa è da imputarsi o al potenziometro P2 o alle capacità inserite nel ponte, potendo ragionevolmente escludere che R9 o R8 siano fuori tolleranza.

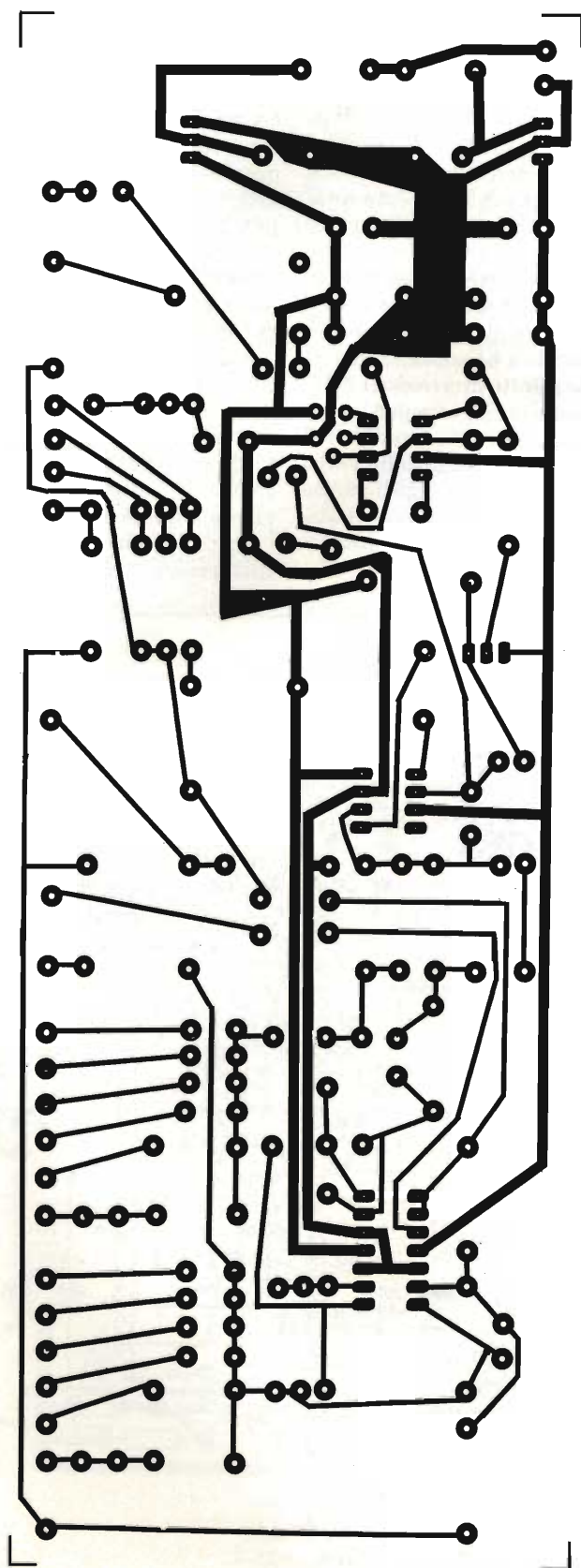



Fig. 4 - Circuito stampato del distorsiometro.

In *figura 6* è disegnato lo schema elettrico dell'oscillatore a bassa distorsione a frequenza fissa. È costituito da un oscillatore vero e proprio, anche questo funzionante a ponte di Wien, dal quale otteniamo un segnale sinusoidale già abbastanza puro (D $\simeq$ 0,01%) al quale segue un filtro passa-banda ad elevato Q accordato alla frequenza di oscillazione che riduce ulteriormente la distorsione del segnale prodotto dall'oscillatore fino a valori non rilevabili dal nostro distorsiometro.

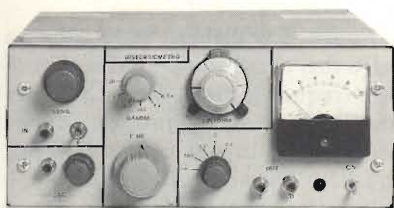
Il ponte di Wien è formato da C30 a R35 per il ramo-serie, R34 e C29 per il ramo-parallelo. Questa rete realizza, assieme all'operazionale, un loop a reazione positiva che assume uno sfasamento di 180° ed ha un massimo nel guadagno solo alla frequenza di accordo del ponte, che, con i valori indicati delle resistenze e delle capacità, vale circa 1250 Hz. Affinchè l'oscillazione sia innescata, occorre che il guadagno del circuito (loop) amplificatore operazionale-ponte di Wien sia appena superiore a 1.

Se infatti il guadagno fosse molto maggiore di 1, la distorsione prodotta dall'oscillatore aumenterebbe considerevolmente. Questo punto di lavoro sarebbe piuttosto critico se non si ricorresse all'artificio della lampadina L1: all'aumentare della tensione efficace di uscita, aumenta anche la tensione efficace del segnale presente all'ingresso negativo dell'operazionale. Questo provoca un certo riscaldamento del filamento della lampadina, e quindi un certo aumento della sua resistenza (R_{L1}) da cui l'amplificatore dell'operazionale dall'ingresso positivo all'uscita, data dalla formula $1+R33/R_{L1}$, tende a diminuire. Viceversa, se il valore efficace della tensione di uscita diminuisce, R_{L1} diminuisce, aumentando l'amplificazione. Si ottiene così la stabilizzazione dell'ampiezza di oscillazione.

La lampadina da utilizzare deve essere di piccolissima potenza.

Quella utilizzata nel prototipo è da 30 V - 20 mA, ma si possono usare anche modelli da 24 V - 20 mA, 12 V - 15 mA o simili in quanto, tramite il trimmer R33, è possibile adattare al circuito parecchi valori di L1.

All'uscita dell'oscillatore abbiamo il potenziometro P4 che regola l'ampiezza della tensione di uscita e quindi uno stadio passa-banda ad elevato Q accordabile, tramite il trimmer R38, alla frequenza di oscillazione.

In *figura 7* è illustrato lo stampato di questo circuito. Una volta montati tutti

DISTORSIOMETRO CON OSCILLATORE A BASSA DISTORSIONE

i componenti (mi raccomando i condensatori in mylar o polyester) si collega l'oscilloscopio o il tester al pin 1 di IC4 e si regola R33 affinchè l'oscillazione abbia un'ampiezza di 10 Vpp, pari a 3,5 V_{eff}.

Quindi si collega lo strumento all'uscita (OUT) e si regola R38 per ottenere il massimo valore della tensione d'uscita. Con P4 ruotato per la minima attenuazione, si devono ottenere in uscita circa 10 Vpp.

Questo circuito, come ho detto precedentemente, è opzionale, utilmente realizzabile da chi non dispone di un oscillatore sinusoidale a bassissima distorsione. Date le ridotte dimensioni dello stampato, questo oscillatore può essere messo nel contenitore che contiene il distorsiometro. L'alimentazione verrà prelevata con dei fili collegati molto vicini alle uscite degli integrati regolatori di tensione IC4 e IC5 del distorsiometro.

Utilizzazione

L'ampiezza d'ingresso del distorsiometro, pari a circa 8 kΩ minimi, ritengo sia sufficientemente alta, tale da non creare problemi ai dispositivi sotto misura; così come non dovrebbe crearne il minimo segnale d'ingresso tale da portare a fondo scala il milliamperometro, pari a 1 V_{eff}. Un'impedenza d'ingresso più alta e una sensibilità superiore, (darebbero luogo) ad un aumento del rumore di fondo prodotto dal distorsiometro, che porta ad errori di misura.

Nel nostro caso, tale errore è trascurabile, equivalendo ad una distorsione dello 0,004%.

Il massimo segnale applicabile all'ingresso, grazie al potenziometro di livello P1, è notevolmente alto, sufficiente a qualsiasi applicazione.

In fig. 9 sono indicati due esempi di distorsione, visualizzabili mediante

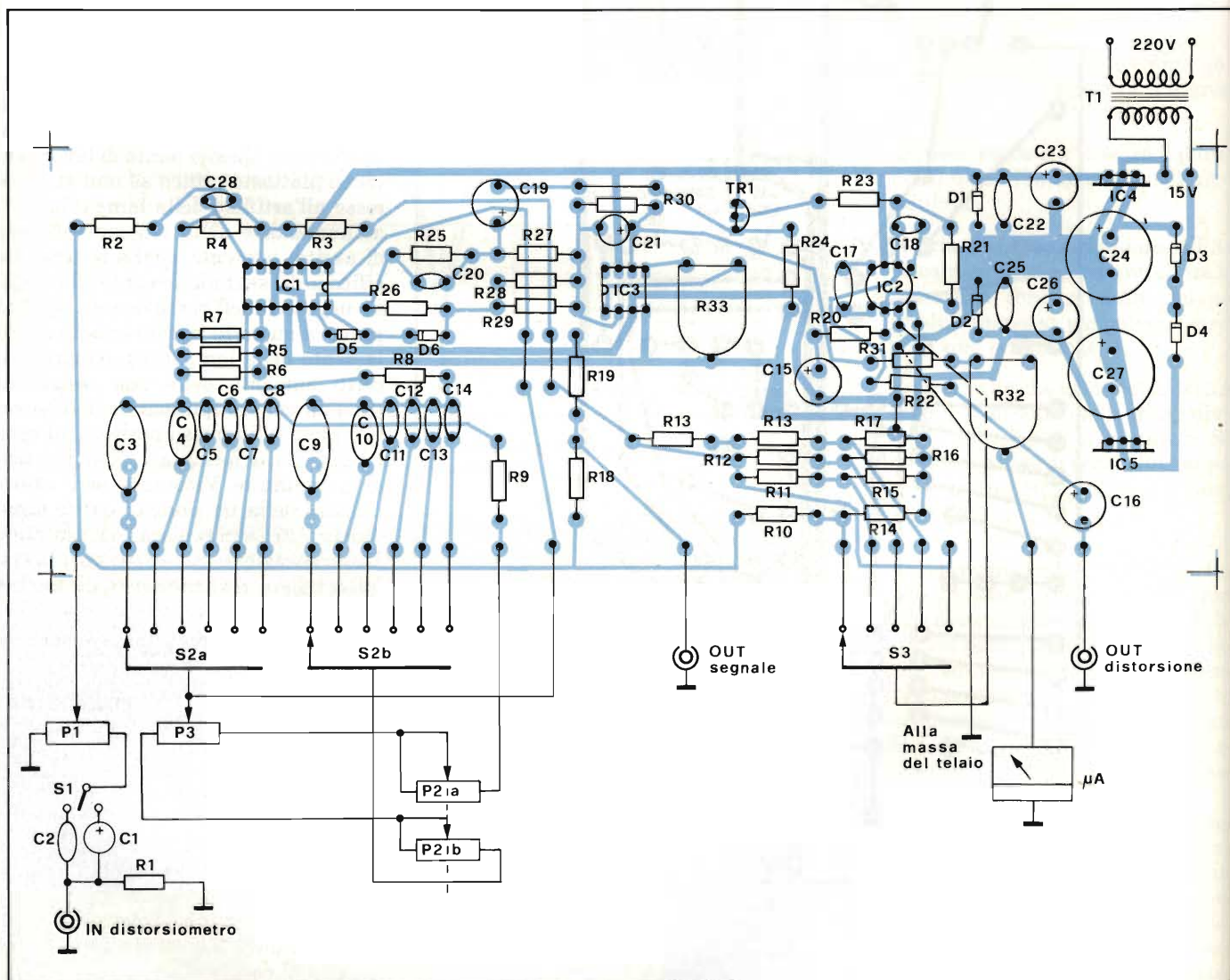



Fig. 5 - Disposizione componenti di fig. 6.

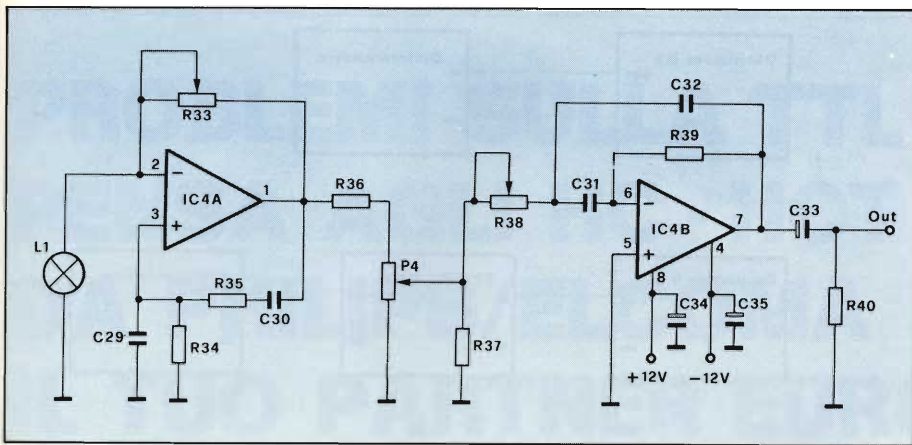



Fig. 6 - Schema elettrico dell'oscillatore sinusoidale.

oscilloscopio: la curva A rappresenta il segnale di ingresso, la curva B rappresenta una distorsione essenzialmente di seconda armonica dalla quale, mediante il filtro, è stata annullata la componente fondamentale del segnale; la curva C schematizza una distorsione di cross-over, prodotta dagli amplificatori in classe B di cattiva qualità o con insufficiente corrente di riposo nei transistor finali, causata da una errata taratura della stessa. Si notino i guizzi di tensione in corrispondenza delle transizioni della sinusoide fondamentale per lo zero.

In *figura 10* sono illustrati degli esempi di utilizzazione del distorsiometro: *figura 10a* - Misura della distorsione dell'onda prodotta da un oscillatore.

Figura 10b - Misura della distorsione armonica prodotta da un amplificatore di bassa frequenza.

Figura 10c - Stessa misura descritta precedentemente, ma utilizzando l'oscillatore posto all'interno del distorsiometro. In questo caso, all'uscita dell'amplificatore all'ingresso del distorsiometro occorre collegare solo il filo "caldo", non il filo di massa, in quanto

ELENCO COMPONENTI DI FIGURA 6

R33	= 1 kΩ trimmer
R34	= 3,9 kΩ
R35	= 3,9 kΩ
R36	= 1,8 kΩ
R37	= 15 Ω
R38	= 1 kΩ trimmer
R39	= 220 kΩ
R40	= 100 kΩ
C29	= 33nF
C30	= 33nF
C31	= 10nF
C32	= 10nF
C33	= 1 μF - 25 V
C34	= 10 μF - 25 V
C35	= 10 μF - 25 V
L1	= 30 V - 20 mA o simili
P4	= 47 kΩ LIN.
IC4	= TL082

Fig. 7 - Circuito stampato dell'oscillatore sinusoidale.

Fig. 8 - Disposizione componenti dello stampato di fig. 9.

è sufficiente il collegamento di massa tra l'oscillatore e l'ingresso dell'amplificatore (rappresentato con la linea tratteggiata).

Collegando anche l'altra massa, si verrebbe a formare un loop che potrebbe portare a errori di misura.

Figura 10d - Misura della distorsione armonica prodotta da un altoparlante. In questo caso occorre anche un microfono di discreta qualità e un preamplificatore che porti la tensione di uscita del microfono ad un livello sufficiente a pilotare il distorsiometro. Date le caratteristiche in frequenza dei microfoni, generalmente non lineari, la misura non può avere valore assoluto, ma è utile per effettuare dei confronti tra diversi altoparlanti sotto l'aspetto della distorsione armonica. Naturalmente occorrerà utilizzare lo stesso microfono e le stesse condizioni di misura: poten-

DISTORSIOMETRO CON OSCILLATORE A BASSA DISTORSIONE

Fig. 10 - Esempi di utilizzazione del distorsiometro nella misura della distorsione prodotta da un oscillatore (A), da un amplificatore (B e C) ed un altoparlante (D).

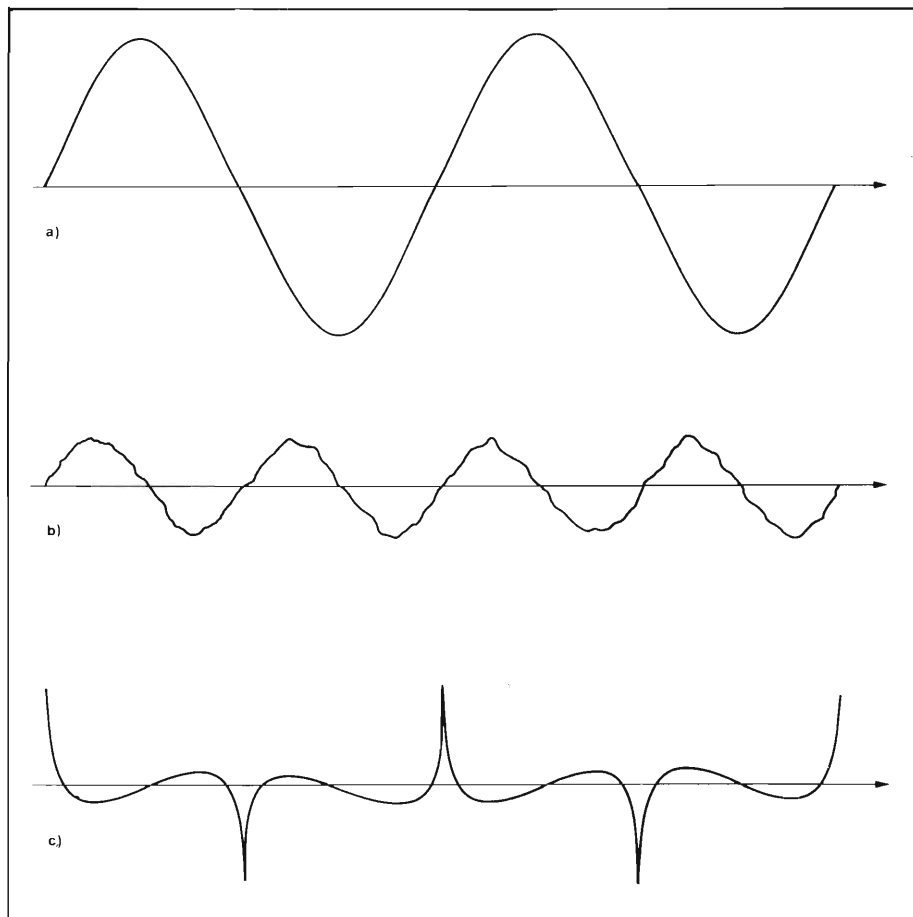
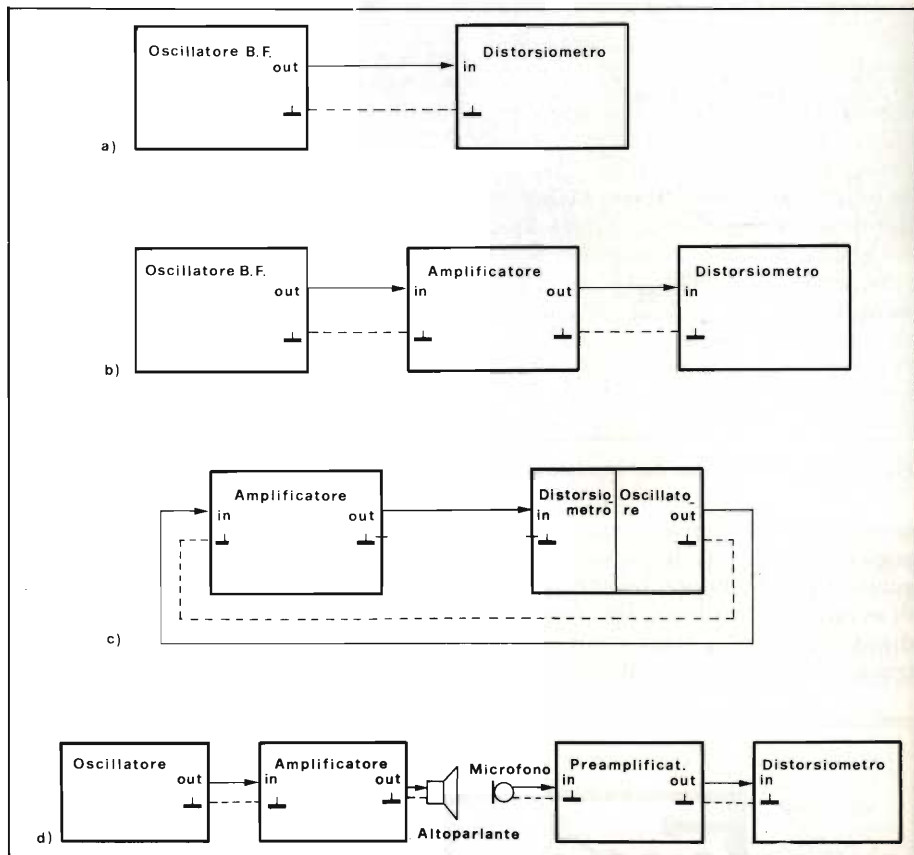



Fig. 9 - A = segnale d'ingresso. B = esempio di distorsione di seconda armonica. C = esempio di distorsione di cross-over.

za applicata agli altoparlati, distanza microfono-altoparlante e il loro posizionamento nell'ambiente.

Non ho indicato, in questi disegni, l'oscillografo a doppia traccia collegabile al distorsiometro. La sua presenza è comunque molto utile, e diventa praficamente indispensabile per assicurare una buona precisione nelle misure di distorsione al di sotto dello 0,1%.

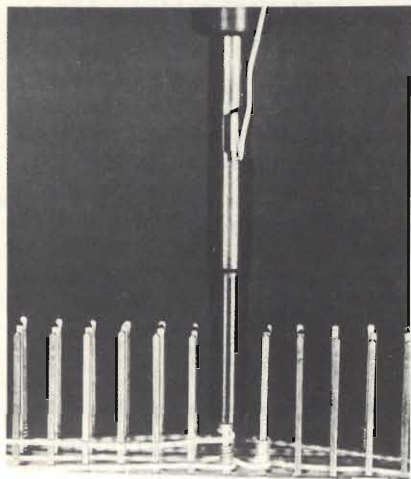
Inoltre, con l'oscillografo, è possibile misurare la percentuale di distorsione facendo il rapporto tra il valore picco-picco del segnale e il valore picco-picco della distorsione armonica. Il risultato può essere diverso da quello ottenuto dal milliamperometro, soprattutto per distorsioni che presentano impulsi di tensione, quale ad esempio la distorsione di cross-over (vedi *figura 9*) che, pur avendo un valore medio molto limitato, presenta un'elevata ampiezza picco-picco. ■

Per eventuali chiarimenti e spiegazioni sono disponibile dalle ore 18 alle 21 a questo indirizzo:
Ing. Edoardo Botti
Strada Milanese, 561
27036 Mortara (PV)
Tel. 0384/92086

COMPONENTI

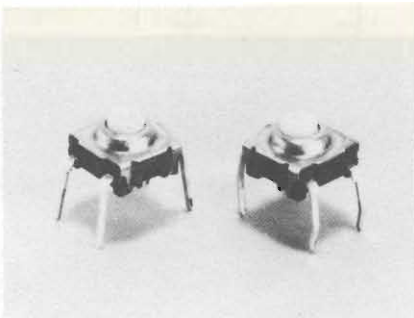
Punte autospellanti per collegamenti wire wrapping

Queste punte taglia/spella/wrappa della OK Industries, riducono i tempi di esecuzione dei collegamenti col sistema wire wrapping.
Esse infatti eliminano le preliminari operazioni manuali di taglio e spellatura dei cavi che le normali punte richiedono.
I set modello CSW24IT e CSW26IT sono particolarmente studiati per i collegamenti wire wrapping di cavi telefonici da 0,5 mm (24 AWG) e 0,4 mm (26 AWG) sui terminali dei ripartitori e comunque su ogni terminale la cui diagonale sia comprensa tra 1,1 e 1,75 mm.
I set modello CSW26M e CSW30M sono invece adatti a collegamenti con filo da 0,4 mm (26 AWG) e 0,25 mm (30 AWG) su terminali con diagonali comprense tra 0,79 e 0,89 mm.

OK MACHINE AND TOOL ITALIA
S.S. 11 n° 28
Vittuone (MI) Rif. 1

Punta taglia/spella/wrappa della OK Industries, elimina le preliminari operazioni manuali di taglio e spellatura dei cavi che le normali punte richiedono.

Connettori pin strips

Si tratta di un prodotto studiato dalla Alfa Selectra per accettare una vastissima gamma di connettori femmina, compresi i ponticelli di programmazione della serie ALFA BRIDGE.
Sono disponibili diverse versioni: a fila singola o doppia, con differenti altezze di pin, che può essere diritto o a 90° e con un numero di vie variabili da 1 a 50 (da 2 a 100 per la doppia fila).
Su richiesta i connettori possono essere forniti già tagliati nel numero di vie desiderato.

ALFA SELECTRA
Via G. Pascoli, 6
Novegno di Segrate (MI) Rif. 2

Tasti KSA studiati per rispondere alle esigenze del processo di montaggio automatico.

Tasto inseribile con macchine automatiche

Il tasto miniatura KSA disponibile dalla Isitalia ha un'altezza massima di 4,5 mm e può essere inscritto in un quadrato di 7,4 mm di lato. Può anche essere assemblato con passo 7,62 x 10,16 mm.
Per permettere un basso costo di installazione, le caratteristiche del KSA sono state studiate per rispondere alle esigenze del processo di montaggio automatico: può essere inserito su circuito stampato utilizzando gli stessi inseritori dei CI; ha terminali preformati che assicurano il posizionamento durante la saldatura; è fornito in caricatori a stecca; è completamente ermetico.
La vita del KSA è di 500.000 manovre.

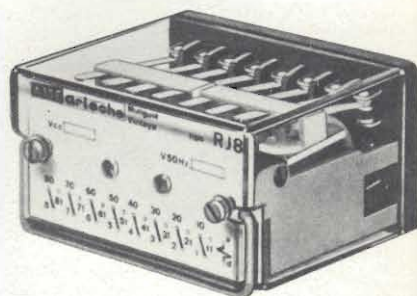
ISITALIA
V.le Milanofiori, A/4
Assago (MI) Rif. 3

Computer su scheda Eurocard

L'HORUS 100 della N.C.S. è un microcomputer completo CP/M compatibile costruito su uno standard Eurocard.
Basato su una CPU Z80 B ad 8 bit con un clock di 6 MHz, l'HORUS 100 include una doppia interfaccia video display alfanumerica/grafica con un set di caratteri programmabili, una interfaccia floppy disc per 4 floppy disc driver doppia faccia, singola o doppia densità, 8" o 5 1/4" o 3", una porta seriale full-duplex, una porta seriale semplice RS 232, una porta standard parallelo Centronics e 22 linee I/O di uso generale per ingresso tastiera o per altre funzioni di I/O.
L'HORUS 100 include 128 Kbyte di memoria per il sistema operativo per uso programmi e per il video display. Un addizionale memoria RAM statica da 2 K è usata per caricare il set di caratteri alfanumerici per l'interfaccia video display.
Una ROM da 512 byte contiene il bootstrap di sistema.
Tre circuiti integrati Programmable Array Logic (PAL) e un Synchronous Address Multiplexer (SAM) provvedono alla scansione delle memorie e alle funzioni di tempo usate nel computer.
È incluso con l'HOROS 100 il sistema operativo CP/M vers. 2.2 della Digital Research e il software di interfaccia tra CP/M e HORUS 100.

N.C.S. ELECTRONICS
Via G. Cantore, 22
Cardano al Campo (VA) Rif. 4

Relé ausiliari di potenza multicontatti

La Tecnel System - Equipaggiamenti Elettrici Industriali - presenta una serie di relé ausiliari di potenza con elevate caratteristiche di esercizio, tipo RD2, RF4, RJ8, RI16 rispettivamente con 2, 4, 8, 16 contatti di scambio.
Questi relé, di ridotte dimensioni ed in custodia protetta di makrolon traspa-

Relé ausiliari di potenza multicontatti con una elevata frequenza di manovra ed una vita meccanica superiore a 100 milioni di operazioni.

COMPONENTI

rente al calore, consentono una gamma di tensioni di comando che copre ogni possibile richiesta: 12-24-48-71-110-120-125-220Vcc, 24-48-58-110-127-220-380V 50-60Hz indifferentemente.
L'ampio dimensionamento elettrico permette ai relé serie R di funzionare in servizio permantente, senza resistenza di risparmio, alla massima tensione nominale alla temperatura ambiente di + 70°C.
L'efficiente dimensionamento meccanico consente un sicuro funzionamento nelle più gravose condizioni di servizio con una tolleranza da − 20 a + 70°C di temperatura ambiente, una elevata frequenza di manovra ed una vita meccanica superiore a 100 milioni di operazioni.
I contatti autopulenti con pastiglie in argento puro elettrolitico ad elevata resistenza all'ossidazione, hanno una portata nominale di 10A, elevata capacità di rottura, tensione di prova superiore a 2500V/50Hz ed assoluta mancanza di rimbalzi in chiusura.
Tutti i relé di questa serie dispongono di una vasta gamma di zoccoli ad innesto.

TECNEL SYSTEM
Via Brunico, 15
Milano Rif. 5

Connettori di I/O per CS

Sono i connettori per circuiti stampati della serie 15104 della Underwriters Safety Device. I nuovi connettori utilizzano un blocco di terminali del tipo a vite che garantisce una grande affidabilità di collegamenti.
Il numero dei connettori varia da 6 a 28.
Il materiale usato per alloggiare i connettori è termoplastica che ha ottenuto il riconoscimento UL. Il set di viti è a 90°.

Underwriters Safety Device
7300 W. Wilson Avenue
Chicago, IL 60656 (USA) Rif. 6

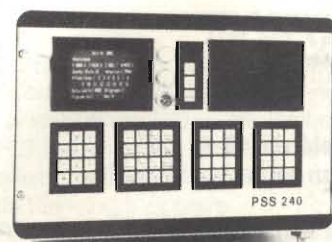
I nuovi connettori di I/O per CS utilizzano un blocco di terminali del tipo a vite che garantisce una grande affidabilità di collegamenti.

Diodi ultra-veloci ad alto rendimento

La Semiconducteurs-Thomson completa il suo programma di diodi raddrizzatori veloci in un range di tensione che arriva a 200 V, con 3 tipi realizzati in tecnologia epitassiale e caratterizzati da una caduta di tensione minore di 0,85 V, da tempi di recupero che vanno da 25 a 60 ns e da tempi di stabilizzazione che vanno da 10 a 20 ns.
Il BYW 100, fornito in package assiale F 126, è un diodo specificato per una corrente media di 1 A.
Il BYV 52, diodo doppio ($I_{F(AV)} = 2 \times 30$ A) con catodo comune realizzato in contenitore plastico TOP 3, è particolarmente adatto per il raddrizzamento secondario ad alto rendimento e basso rumore per tensioni di uscita da 24 a 60 V. La messa in parallelo di 2 diodi permette di raddrizzare una corrente di 50 A.
Il programma è completato da un diodo doppio in contenitore ISO-TOP commercializzato con la sigla BTV 54. Si tratta in pratica di due diodi da 50 A isolati galvanicamente tra di loro e che possono quindi essere utilizzati ciascuno indipendentemente dall'altro.

THOMSON-CSF COMPONENTI
Via M. Gioia, 72
Milano Rif. 7

Interruttori a membrana

I kit prototipi XYMOX derivano dalle tastiere a membrana XYMOX.
Ogni singolo pulsante di questa tastiera di base ha una superficie bianca sulla quale è possibile stampare legende:

Esempio di applicazione dei kit di interruttori a membrana; adatti non solo per la sperimentazione, ma anche per la produzione di piccole serie.

con un pennarello, con lettere o simboli trasferibili o, nel modo professionale, con l'applicazione di un film.
Una volta completata la parte grafica, viene applicata all'interruttore una lastra in policarborato autoadesiva ed anti-graffio (nera con finestra trasparente per ogni tasto). Le marcature sono antiabrasive.
I 9 diversi kit prototipi XYMOS, da 1 a 25 tasti, sono adatti non solo per la sperimentazione, ma anche per le prove di prototipi di controlli elettronici ed apparecchiature elettroniche; possono anche essere utilizzati per produzione di piccole serie.

C & K COMPONENTS
Via Frappolli, 21
Milano Rif. 8

COMPONENTI

Regolatore di tono per TV stereo

Per televisori stereo, con altoparlanti incorporati, la Siemens ha introdotto un regolatore di tono che, tenendo conto delle particolarità uditive dell'orecchio, produce un effetto stereo ottenibile altrimenti solo con casse acustiche disposte ai lati del televisore.
Il TDA 4292 dispone di 5 amplificatori operazionali per ogni canale stereo, e dei rispettivi regolatori ed interruttori elettronici.
Il TV-Stereoton TDA 4292 effettua una regolazione "fisiologica" a base allargata.
Il TDA funziona con tensioni di alimentazione da 8 a 15 V e quindi può essere regolato entro un ampio campo. Tutte le funzioni di messa a punto e di commutazione (alti, bassi, volume, fisiologia, bilanciamento e larghezza della base stereo) sono variabili con tensione continua, rendendo superflui interruttori elettronici esterni.

Regolazione fisiologica a base allargata: per televisori stereo, con altoparlanti incorporati, la Siemens ha introdotto sul mercato un regolatore di tono che, tenendo conto delle particolarità uditive dell'orecchio, produce un effetto stereo ottenibile altrimenti solo con casse acustiche disposte ai lati del televisore. Il TDA 4292 dispone di cinque amplificatori operazionali per ogni canale stereo, e dei rispettivi regolatori ed interruttori elettronici.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano Rif. 9

Relé da 16 A con approvazione UL

La Feme comunica l'approvazione UL sul relé MZP..16A, che in soli 9 cm³ di volume è in grado di commutare un carico di 3500 VA a 220 Vca e tensioni fino a 380 Vca o 250 Vcc, con un assorbimento di soli 350 mW, garantendo un isolamento rinforzato di 4 kV fra bobina e contatti.

Relé da 16 A con un contatto di scambio o 1 NA o 1 NC, con doppia piedinatura in uscita o reticolo standard 2,5 mm.

Il relé MZP..16A garantisce una vita elettrica di 100.000 cicli in condizioni di 70 °C di temperatura ambiente, 1000 cicli/ora come frequenza di commutazione e un carico massimo di 16 A/220 Vca sui contatti.
Inoltre 18 diverse bobine permettono un'ampia scelta di valori di resistenza in un campo di alimentazione che va da 2 a 160 Vcc.
La configurazione dei contatti disponibile è con 1 contatto di scambio o 1 NA o 1 NC, in argento/ossido di cadmio, con doppia piedinatura in uscita a reticolo standard 2,5 mm.
Il relé MZP da 16 A è disponibile anche nella versione bistabile a rimanenza con 1 o 2 avvolgimenti di bobina.

F.E.M.E.
V.le Certosa, 1
Milano Rif. 10

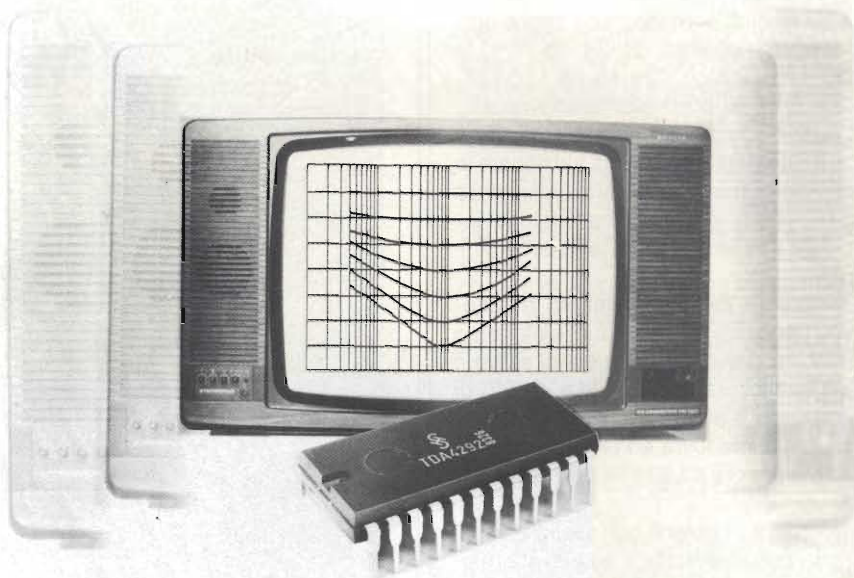
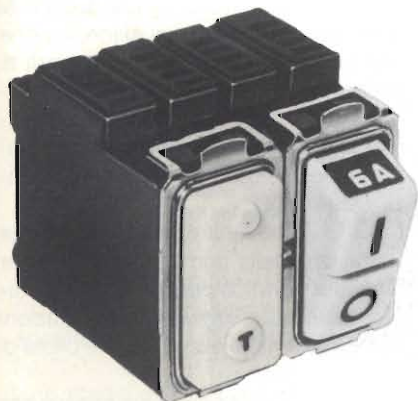
Convertitore c.c./c.c. monolitico

L'Analog Devices ha introdotto un convertitore c.c./c.c. monolitico che accetta una tensione di ingresso singola di + 5 V e genera tensioni di uscita di − 5 V, − 10 V, − 15 V, + 10 V e + 15 V.
Grazie a questa sua caratteristica, l'AD7560 può alimentare componenti che richiedono alimentazioni positive e negative, quali amplificatori operazionali, convertitori A/D e D/A, ed in generale consente di risolvere i problemi di alimentazione nei sistemi che dispongono solo della tensione a + 5 V, ma necessitano di tensioni sia positive che negative.
L'AD7560 contiene due convertitori di tensione c.c./c.c. in cascata, un diodo zener di riferimento, un amplificatore operazionale e un oscillatore.
Il dispositivo può funzionare nel campo di temperatura da − 25 a 70 °C e ha tutte le uscite protette contro il corto circuito e senza latch-up.

ANALOG DEVICES
Via M. Rosso, 18
Milano Rif. 11

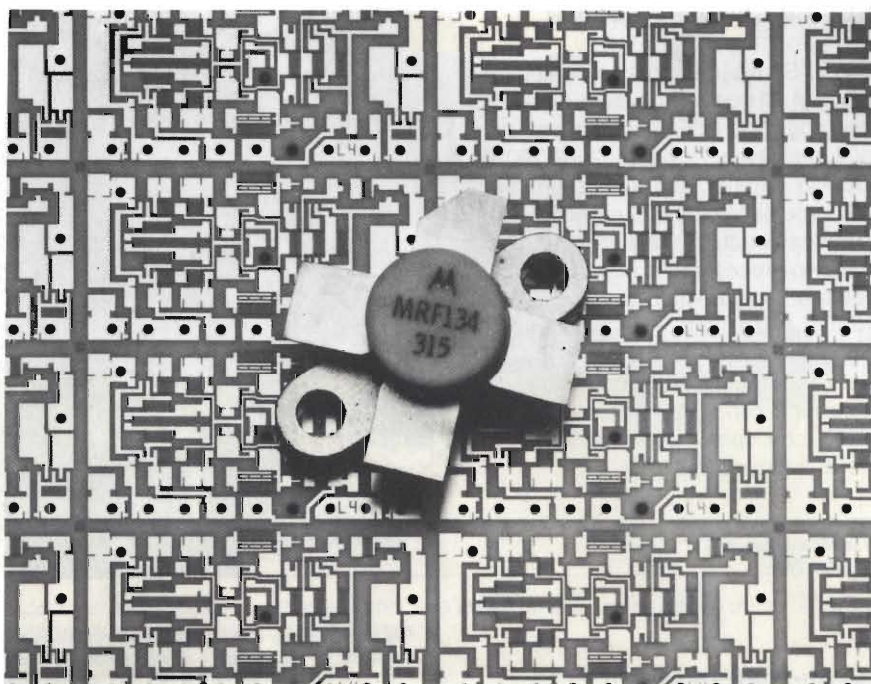
Salvavita ad altissima sensibilità

L'apparecchio salvavita Magitik prodotto dalla Ticino, grazie alla sua corrente differenziale nominale di 10 mA, salvaguardia anche il fenomeno della tetanizzazione; inoltre, con il suo tempo di intervento dell'ordine di 10 ÷ 40 ms, protegge anche contro i contatti diretti, es-

sendo la corrente di intervento compresa fra 5 e 10 mA e quindi inferiore al limite medio di pericolosità.
Il Magitik è dotato altresì di una protezione termica che permette di evitare sovraccarichi di corrente dannosi per i cavi e per le prese.
L'apparecchio si inserisce nella serie Magic occupando due moduli, mentre il terzo modulo è occupato dalla presa da proteggere.
Il Magitik è composto da un interruttore elettromeccanico bipolare che può essere manovrato manualmente; un circuito elettronico rivela la corrente differenziale e quando questa supera il valore di intervento invia un comando automatico di apertura all'interruttore.
L'apparecchio può essere inserito in un sistema elettrico qualunque (Fase/Fase e Fase/Neutro).

BASSANI TICINO
C.so Porta Vittoria, 9
Milano Rif. 12

Apparecchio salvavita della Ticino denominato Magitik inseribile in qualunque sistema elettrico.

Switch chip a 4 posizioni

La LSI Computer Systems ha sviluppato il chip LS7237, che consente di avere fino a 4 livelli distinti di luminosità di lampade incandescenti al contatto di un sensore.
Il nuovo chip è una versione a basso costo, pin-for-pin compatibile, della serie LS7231-5, che consente l'aumento o la diminuzione graduale della luminosità di una lampada.
Si tratta di un circuito monolitico fabbricato con la tecnologia ion implanted PMOS, collegato in serie ad un triac, e controlla la luminosità di una lampada controllando l'angolo di fase di uscita in relazione alla frequenza della rete.
Esso funziona con frequenze di rete di 50 o 60 Hz, ha un'alimentazione da 12 a 18 V, e prevede ingressi per estensioni o sensori remoti.

LSI COMPUTER SYSTEMS
1235 Walt Whitman Road
Melville, NY 11747 (USA) Rif. 13

Nuova linea di Mosfets di potenza RF con potenza d'uscita da 5 a 125 W, a 150 MHz. I dispositivi sono denominati: MRF134, MRF136, MRF171, MRF172 e MRF 174.

Amplificatori di potenza a 15 MHz

La Motorola ha introdotto una linea di MOSFET di potenza RF con potenza d'uscita da 5W a 125W, a 150MHz. Costruiti in tecnologia TMOS, questi dispositivi sono studiati per operare a 28V in amplificatori VHF, con un guadagno minimo compreso tra 9 e 13dB. I dispositivi sono denominati MRF134, MRF136, MRF171, MRF172 e MRF174.
Rispetto ai bipolari più convenzionali questi nuovi TMOS presentano il vantaggio di prestazioni con guadagno più elevato, alta impedenza di ingresso e più contenuti nei livelli di rumore e di distorsione d'intermodulazione. Come risultato, i dispositivi TMOS migliorano le prestazioni dei circuiti di amplificazione; in alcuni casi, ne riducono il costo totale poiché richiedono un minor numero di stadi di amplificazione. Inoltre, i MOSFET presentano una capacità di controllo del guadagno non riscontrabile nella tecnologia bipolare.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, C2
Assago (MI) Rif. 14

Stabilizzatori di tensione

La SO.CO presenta una linea di stabilizzatori di tensione monofase di tipo elettromeccanico con controllo elettronico. Particolarmente indicati per impieghi professionali ed industriali, le nuove unità offrono le seguenti caratteristiche: elevato grado di precisione, alta velocità di regolazione, distorsione armonica nulla, assenza di pendolazioni, stabilizzazione anche in assenza di carico, rendimento elevato, massima silenziosità.
Sono disponibili modelli da 600, 1000, 1500, 2500, 3000, 4000 e 5000 VA, tutti con tensione di ingresso di 220 V ± 15 % e tensione di uscita di 220 V ± 1 %.

SO.CO
Via Matteotti, 99
Agrate Br. (MI) Rif. 15

COMPONENTI

SECAM Chroma Processor

La ITT Semiconductors ha sviluppato il SECAM CHroma Processor SPU2220, che aggiunge il SECAM color standard al suo sistema TV digitale DIGIT2000. Questo sistema, che tratta fondamentalmente segnali NTSC e PAL, può ora adattarsi a tutti gli standard mondiali.
Il nuovo processore di segnali in tempo reale è implementato in un chip VLSI NMOS incapsulato in un package plastico a 40 pin.
Esso elabora i segnali cromatici in combinazione con il video processor VPU 2200, che contemporaneamente controlla la luminosità.

ITT
V.le Milanofiori, 3/5
Assago (MI) Rif. 16

Sensore elettrotermico di livello carburante

La VDO ha annunciato un nuovo tipo di sensore di livello carburante il cui funzionamento si basa sull'impiego di film poliimidico Kapton della Du Pont.
Questo sensore, oltre ad una maggiore precisione, offre la possibilità di essere adottato in produzione su vasta scala e

Nuovo sensore elettrotermico adottabile in produzioni su vasta scala e montabile anche in serbatoi di forma irregolare e con svariati tipi di carburante.

di essere montato anche in serbatoi di forma irregolare con svariati tipi di carburante.
Il nuovo sensore di livello funziona sfruttando il principio elettrotermico. Esso consiste fondamentalmente di un certo numero di resistori a film sottile laminati fra due fogli di film poliimidico Kapton: quelli immersi nel carburante sono raffreddati dal liquido più di quelli sopra livello. Si crea quindi una differenza di resistenza che varia al variare del livello di carburante.
Opportuni circuiti elettrici traducono questa differenza variabile in segnali elettrici da inviare allo strumento indicatore di livello e al computer di bordo.

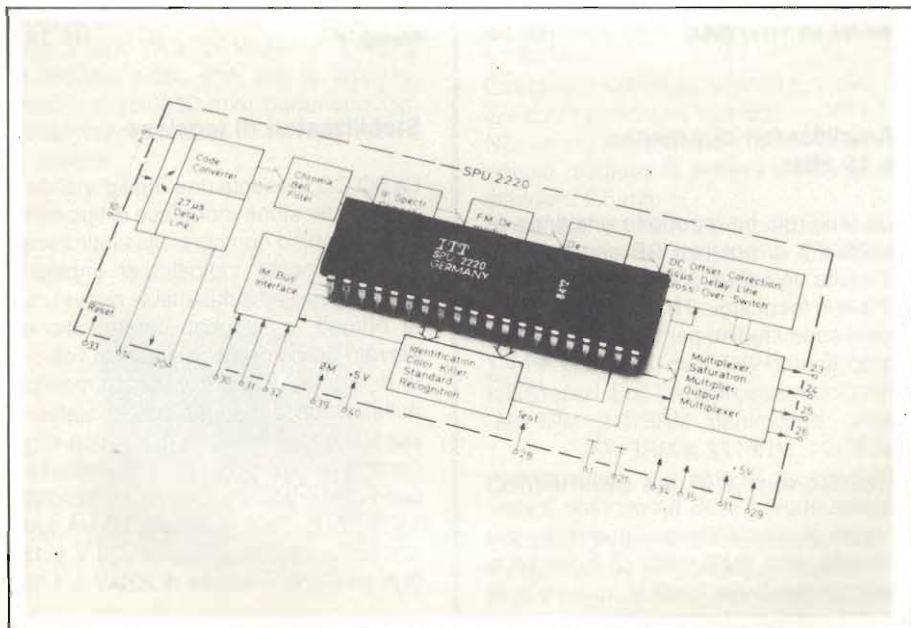
Anthony W. Salt
E-411 (PA-FID-074)
Du Pont de Nemours International
CH - 1211 Ginevra 24 (Svizzera) Rif. 17

Nuovo amplificatore operazionale di potenza

La Silicon General ha recentemente introdotto l'SG 1173, un nuovo amplificatore operazionale di potenza che consente di guadagnare spazio e risparmiare nei costi.
Con una capacità di sink e source di 3,5A da una tensione di alimentazione fino a ± 24 V, l'SG 1173 consente di risparmiare spazio rimpiazzando configurazioni a discreti e ibridi che normalmente richiedono un amplificatore operazionale standard con drivers di potenza esterni.
L'SG 1173 ha inoltre un circuito per la limitazione della corrente interna e per shutdown termico per semplificare ulteriormente il suo impiego in applicazioni come controllo o servo loops e pilota di piccoli motori.
L'SG 1173 è disponibile sia in package metallico TO-66 a 5 terminali che in TO 220 plastico, sempre a 5 terminali.
È inoltre disponibile anche nella versione a norme MIL 883B.

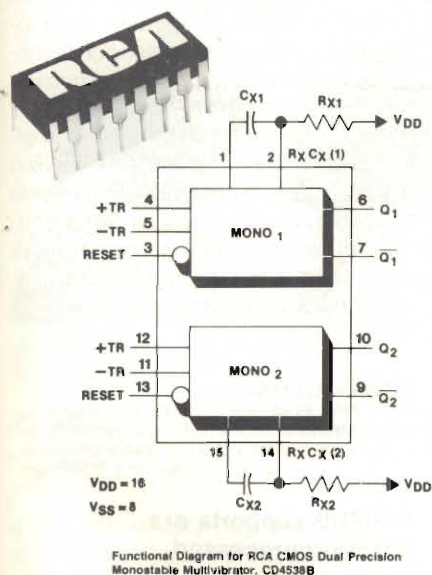
EXHIBO S.p.A.
Via F. Frisi, 22
20052 Monza (MI) Rif. 18

Multivibratore monostabile di precisione

La RCA ha iniziato la produzione del CMOS CD4538B, un multivibratore monostabile doppio, che può sostituire pin-for-pin i dispositivi MC14538B della Motorola e CD4538 della National.
Il CD45538B può essere triggerato su un fronte qualsiasi dell'impulso di ingresso, e ha le capacità di retrigger/re-

Nuovo Processor SPU2220 sviluppato dalla ITT Semiconductors incapsulato in un package plastico a 40 pin.

COMPONENTI

set.
Un resistore e un condensatore esterni controllano la larghezza dell'impulso di uscita (T = RC). I ritardi di propagazione del trigger e del reset sono indipendenti dai componenti esterni.
Grazie alle tecniche CMOS, la precisione della lunghezza dell'impulso di uscita è di ± 1 %.

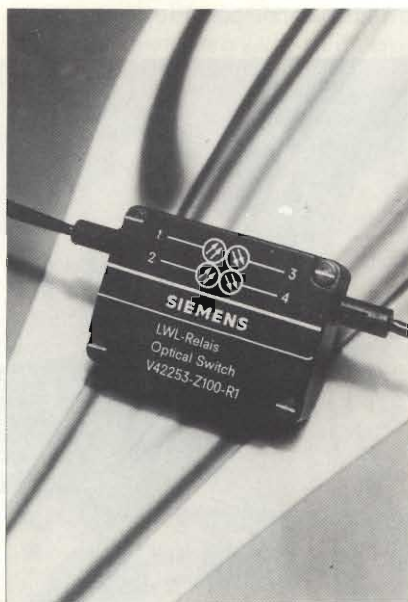
Functional Diagram for RCA CMOS Dual Precision Monostable Multivibrator, CD4538B

Multivibratore monostabile doppio RCA denominato CD4538B fornibile in package dual-in-line o plastico a 16 pin.

I due multivibratori contenuti nel CD4538B sono totalmente indipendenti eccetto che per l'alimentazione comune.
Uno stadio di ingresso Schmitt-trigger consente di iniziare il funzionamento partendo da praticamente qualsiasi segnale di ingresso, qualunque siano i tempi di salita e di discesa.
Il CD4538B viene fornito in package ermetico dual-in-line o plastico a 16 pin; è disponibile anche in forma di chip.

RCA SOLID STATE
V.le Milanofiori, L1
Rozzano (MI)

Rif. 19

Nuovo relé per fibre ottiche di tipo pig-tail

Per commutazioni tra conduttori a fibre ottiche, la Siemens ha messo sul mercato un relé di tipo pig-tail. Questa definizione, che significa codino di maiale, si è generalizzata per indicare componenti dai quali escono direttamente i conduttori a fibre ottiche. Con il nuovo relé LWL si possono commutare due fibre con indice a gradiente del tipo 50/125 µm. Si possono così realizzare una funzione di contatto di scambio e una di contatto di riposo a seconda delle necessità. Il relé ottico è monostabile, neutro e la sua bobina viene comandata da una tensione continua di 12 V.
Gli attacchi della bobina sono disposti secondo un retino di 2,54 mm, e sono direttamente saldabili sul circuito stampato. L'attenuazione è di circa 1 dB con una riproducibilità di manovra di 0,1 dB.
Il tempo di vita meccanica è > 10^6 manovre.

Nuovo relé di tipo pig-tail per commutazioni fra fibre ottiche. In posizione di lavoro, con ancora attratta, le due fibre si trovano esattamente una di fronte all'altra (la 1a allineata alla 2a, e la 3a alla 4a). Se l'ancora si riporta in posizione di riposo, le due fibre vengono scontate tra loro in modo da collegare la 1a alla 4a mentre la 2a e la 3a rimangono separate.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via Fabio Filzi, 25/A
20100 Milano

Rif. 20

Indicatori di stato logico a LED disponibili in 3 colori (rosso, ambra, verde) dotati di resistore incorporato per la limitazione della corrente.

Indicatori di stato logico a LED

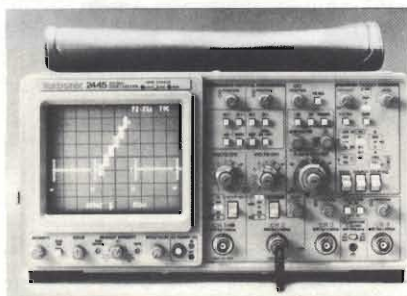
Offrendo un'elevata luminosità con una corrente di pilotaggio di soli 3,5 mA, i LED PC080 prodotti dalla Data Display Products diventano una scelta conveniente per l'indicazione degli stati logici. Disponibili in 3 colori (rosso, ambra, verde), questi LED miniaturizzati sono già dotati di resistore per la limitazione della corrente incorporato.
Gli indicatori PC080 possono essere allineati per formare righe di qualsiasi lunghezza, con un passo tra i LED di 2,54 mm.

DATA DISPLAY PRODUCTS
303 N. Oak St.
Inglewood, CA 90302 (USA)

Rif. 21

STRUMENTAZIONE

Oscilloscopi a 150 e 300 MHz

La Tektronix annuncia due opzioni per i suoi oscilloscopi della Serie 2400. Con queste opzioni, il 2445 con banda passante da 150 MHz ed il 2465 da 300 MHz possono quindi venire impiegati per una gamma ancora più vasta di applicazioni.

Le opzioni sono la GPIB (IEEE-488), che rende gli oscilloscopi programmabili, e quella per impieghi televisivi con speciali funzioni verticali e di trigger che facilitano l'analisi di forme d'onda televisive.
L'opzione GPIB, che è conforme allo standard di codici e formati Tektronix, permette di programmare sia le funzioni standard che quelle relative all'opzione TV. Le ulteriori prestazioni fornite da queste opzioni rendono gli oscilloscopi della Serie 2400 adatti agli impieghi in sistemi di test semiautomatici.
Le aree applicative sono l'assistenza esterna, la progettazione di digitale, la metrologia, la progettazione di apparati video ed i sistemi di test per la produzione.

TEKTRONIX
Via Lampedusa, 13
Milano

Rif. 22

Controllo degli accessi per 2800 persone

Il sistema elettronico di controllo accessi SM 801, realizzato dalla Siemens, permetteva finora di controllare l'accesso di 1300 persone in 4 diverse zone; la nuova esecuzione potenziata SM 802 consente di controllarne 2800 in 7 zone, di gestire 16 terminali (8 nell'SM 801), di soddisfare le esigenze della clientela la più diversificata e, nello stesso tempo, di ridurre ulteriormente i costi di gestione.
In linea di massima i sistemi SM 801 ed SM 802 sono concepiti per sorvegliare gli accessi, controllare l'entrata e l'uscita di persone in zone aziendali particolari (per esempio centri di calcolo, locali con casseforti, reparti di ricerca e sviluppo ecc.) nonché l'apertura e chiusura di porte, verificare se e quando determinate persone possono entrare in certe zone ed eventualmente per quanto tempo vi possano rimanere. I sistemi generano segnali di allarme in caso di effrazione o tentativi di manomissione dell'impianto stesso.
I terminali possono leggere tessere di riconoscimento codificate in diverse procedure (per esempio tessere magnetiche, ad induzione, watermark). Nel caso di zone particolarmente pericolose, sono disponibili terminali con tastiera supplementare sulla quale si può impostare, senza essere notati, un determinato codice di allarme: la porta in effetti si apre, ma il personale del servizio di sicurezza può prendere rapidamente le opportune contromisure. Per il controllo di zona all'aperto (tornelli o sbarre ecc.) sono disponibili terminali in esecuzione con riscaldamento e protezione da pioggia.

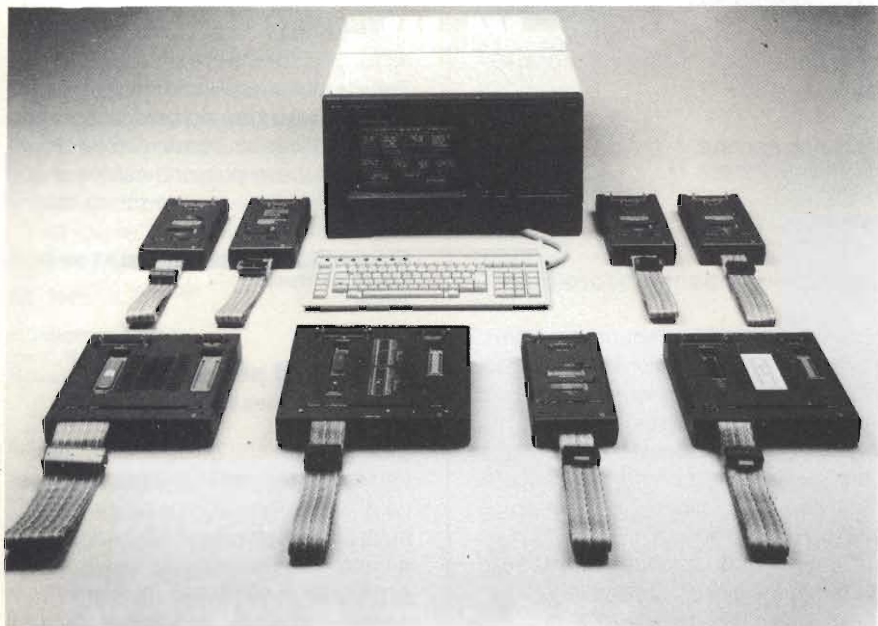
SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
20100 Milano

Rif. 23

Il sistema elettronico di controllo degli accessi SM 801, realizzato dalla Siemens, permetteva finora di controllare l'accesso di 1300 persone in 4 diverse zone; la nuova esecuzione potenziata SM 802 consente di controllarne 2800 in 7 zone. Tutti gli eventi che si verificano nel sistema vengono registrati da una stampante collegata alla centrale.

Il PMDS supporta ora più microprocessori

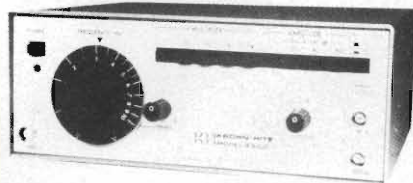
La Philips ha introdotto un supporto per i microprocessori NSC800, 8086 e 8088 e per i coprocessori 8087 e 8089, esten-

STRUMENTAZIONE

Alla serie di supporti offerti dai Sistemi di Sviluppo per Microprocessori Philips (PMDS) sono stati aggiunti dei nuovi Microcomputer Adaptor Box (MAB) per 8086/8088 (al centro a sinistra) e per NSC800 (al centro a destra). La fotografia illustra alcuni dei supporti oggi disponibili, insieme al sistema master del PMDS II multiutente.

dendo ulteriormente la potenza e la portata dei suoi Sistemi di Sviluppo per Microprocessori (PMDS).
Per l'NSC800, il supporto software comprende un Cross-Assembler PM8462, un Compilatore Pascal PM8470 ed un Debug Processor PM8382. Per 8086, 8087 e 8088 vi sono il Cross-Assembler PM8467, il Compilatore Pascal PM8477, il Compilatore C PM8377 ed il Debug Processor PM8487. Inoltre, vi saranno un Cross-Assembler PM8363 per l'8089 e un Compilatore PL/M86 di supporto a 8086, 8087 e 8088, che verranno forniti da una software house specializzata.
L'interfaccia hardware fra il PMDS ed il prototipo dell'utente è un Microcomputer Adapter Box (MAB). Il MAB PM8322 supporta l'NSC800, mentre il MAB PM8427 supporta 8086 e 8088. Il microprocessore da sviluppare viene montato nel MAB, mentre nello zoccolo di CPU sul prototipo viene inserita una Sonda di Emulazione. Entrambi i MAB offrono un'emulazione in tempo reale trasparente, mettendo a disposizione del programma e del prototipo dell'utente l'intera area di memoria e di I/O, nonché tutte le funzioni di interrupt.
Il software del PMDS permette la programmazione modulare, compresi supporto di macro, generazione di file di debug per il debug simbolico e lo sviluppo di codice immediatamente trasferibile su ROM.
L'uso di adeguati Compilatori Pascal e/o C permette di rendere trasportabile il codice sorgente da o verso altri microprocessori supportati dal PMDS.

PHILIPS S.p.A. - Divisioni Professionali
V.le Elvezia, 2
20052 Monza (MI) Rif. 24

Oscillatore audio a bassa distorsione

Si tratta del modello 4500 della Krohn-Hite con campo di frequenza da 1 Hz a 100 kHz e uscita sinusoidale o quadra su 50 Ω o 600 Ω.
Le caratteristiche più importanti dell'oscillatore sono la purezza dell'uscita sinusoidale e la stabilità di livello.

Oscillatore audio modello 4500 della Kron-Hite adatto nelle misure di distorsione di amplificatori per B.F.

La distorsione è inferiore allo 0,001% (−100 dB). L'ondulazione di livello in banda è contenuta entro un massimo di ± 0,05 dB.
Queste caratteristiche lo rendono adatto nelle misure di distorsione di amplificatori per B.F..
Inoltre, unitamente al modello 6800, forma un banco completamente automatico per le misure di distorsione fino a valori dello 0,005 %.

VIANELLO
Via T. da Cazzaniga, 9/6
Milano Rif. 25

Alimentatore switching modulare

Montato in un contenitore da circuito stampato in alluminio pressofuso completamente stagno ed isolato di 65 x 70 x 22 mm, il regolatore SRN 5020-S prodotto dalla Fabrimex è in grado di erogare in regime continuativo 5 V stabilizzati con correnti da 0 a 4 A e con un ripple massimo di soli 15 mV.
Accetta tensioni di ingresso comprese tra 11 e 33 Vcc e lavora senza derive in un range di temperatura compreso fra 0 e 70 °C (tipo S) e fra − 45 e 85 °C (tipo GP) con un rendimento del 76 %.
Questo modulo è anche disponibile con regolazione fine della tensione di uscita (± 0,5 V) e con inhibit TTL compatibile.
Inoltre è protetto contro il corto circuito permanente sull'uscita e non necessita di alcun tipo di raffreddamento esterno.

BRB ELETTRONICA
C.so Rosselli, 93
Torino Rif. 26

Multimetro analogico sicuro

Il multimetro A 1710 della Norma combina i vantaggi della tecnologia elettronica con il concetto di sicurezza totale dell'operatore nel suo impiego.
I range del multimetro vanno da 0 ... 30 mV a 1000 V, da 0 ... 3 μA a 10 A c.a./c.c., da 0 .. 300 Ω a 10 M Ω. L'A 1710 è pertanto adatto per la prova dei diodi.
La scala lineare è chiara e facile da leggere, anche nella misura delle resi-

STRUMENTAZIONE

Multimetro A 1710 della Norma; commuta automaticamente dalla scala da 100 a quella con 30 divisioni quando la deflessione dell'ago rimane sotto il 30%.

stenze.
Il multimetro commuta automaticamente dalla scala da 100 divisioni a quella con 30 divisioni quando la deflessione dell'ago rimane sotto il 30%.
Il cambio scala automatico, la polarità, la prova del fusibile e la carica della batteria sono visualizzati sul display a cristalli liquidi.
È possibile anche la misura diretta della temperatura (Fe-CuNi).

La protezione elettronica contro i sovraccarichi e le due prese di sicurezza garantiscono l'incolumità dell'operazione anche in caso di funzionamento errato.

RICCARDO BEYERLE
Via Monte S. Genesio, 21
Milano Rif. 27

Tachimetro/odometro/orologio

La David Lafitte ha ulteriormente perfezionato, per gli appassionati di ciclismo, la triade tachimetro/odometro/orologio incorporando nello strumento anche un elaboratore che calcola il consumo di calorie su un dato percorso in base al peso del ciclista, alla velocità e al tempo speso a pedalare.
Il Combi Bicycle Computer si basa sullo stesso principio di altri analoghi strumenti usati per calcolare la distanza percorsa e la velocità. Si compone di tre parti: uno strumento base che funge da "cervello", un sensore e un anello sensore.
Lo strumento può anche essere programmato per indicare con dei numeri il percorso prefissato sul pannello LCD.
Il Combi Bicycle Computer dispone anche di altre funzioni, quali il calcolo della velocità massima e di quella media. Dispone inoltre di un orologio e di un contasecondi: quest'ultimo si ferma automaticamente quando la bicicletta non è in moto.
Tutte le indicazioni sono immagazzinate nella memoria del microprocessore, anche quando lo strumento non è collegato al sensore, e possono essere annullate solo premendo determinati tasti.

HONG KONG TRADE DEVELOPMENT COUNCIL
Piazzetta Pattari, 2
Milano Rif. 28

Apparecchi per processo a microprocessore

Con apparecchi addizionali e nuove funzioni, la Siemens ha potenziato la serie di apparecchi compatti Teleperm D, autoprogrammabili per regolazione, comando, visualizzazione e logica.
Al programma ampliato Teleperm D sono stati aggiunti: un regolatore standard con un più esteso campo di funzioni; un modulo addizionale per funzioni particolari ed un apparecchio per la documentazione, che registra i valori impostati ed emette tabulati o attua la programmazione off-line di programmi utente degli apparecchi di logica Teleperm D.
In particolare il Teleperm standard D è stato arricchito del seguente repertorio di funzioni: un regolatore standard con

Combi Bicycle Computer nuovo tachimetro/odometro/orologio della David Lafitte particolarmente adatto per gli appassionati di ciclismo.

Automatismo di stazione Sinaut ST 1: si tratta di un sistema programmabil della Siemens per automatizzare pipeline e reti di distribuzione. Tramite i processori di comunicazione vi si possono collegare anche stampanti e sistemi sovraordinati.

STRUMENTAZIONE

segnale di uscita continuo, impiegabile anche come caratteristica P e come regolatore pilotato in cascata; estrazione di radice della grandezza regolata; condizioni supplementari per la riattivazione dopo il ritorno della tensione; una funzione di comando manuale nel regolatore standard con segnale di uscita continuo; ulteriori possibilità di adattare il regolatore standard con uscita discontinua a tempi preimpostati di regolazione delle valvole.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano Rif. 29

Apparecchio per localizzare cortocircuiti, dispersioni e percorso di conduttori sotto intonaco o interrati

L'apparecchio è costituito da un generatore di segnale alimentato da un accumulatore interno e da un rivelatore alimentato a batteria. La sensibilità è 100 cm nel caso di cortocircuito e percorso di conduttori, e 40 cm per dispersione. La localizzazione è selettiva in quanto viene rivelato solo il conduttore nel quale è stato iniettato il segnale.
L'apparecchio serve a localizzare eventuali cortocircuiti e fenomeni di dispersione, percorso di conduttori sono intonaco o interrati, e ad effettuare prove di rigidità elettrica sino ad una tensione massima di 1200 V — 1 kHz.

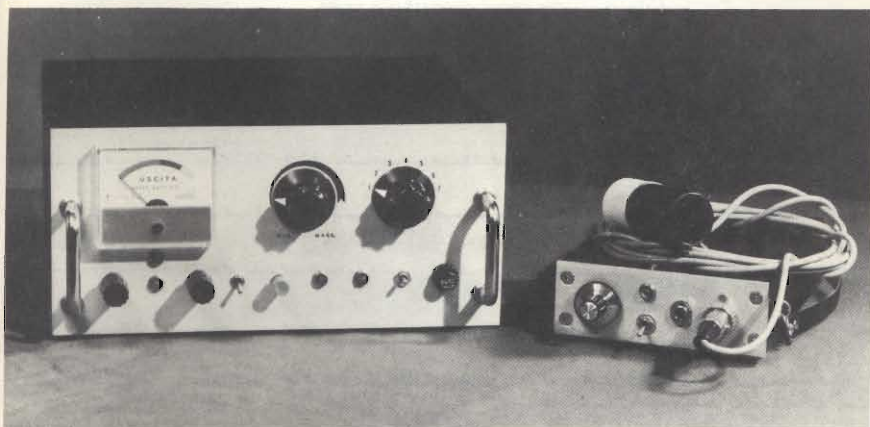
ELETTRONICA EOLO BENASSI
Via Don Minzoni, 8
PIEVE di CENTO (BO) Rif. 30

Ultimo nato della prolifera famiglia HP il modello 150 è completamente "italianizzato" dalla tastiera ai messaggi (inclusi quelli del sistema operativo).

Apparecchio per localizzare eventuali cortocircuiti e fenomeni di dispersione.

Personal con touch-screen

È iniziata la distribuzione dell'ultimo nato della famiglia dei personal HP.
Il modello HP 150 è completamente "italianizzato": dalla tastiera ai messaggi (inclusi quelli del sistema operativo) che compaiono sul video in aiuto all'utilizzatore; in questo modo viene facilitato l'uso del touch-screen.
Inoltre l'HP 150 può includere nel corpo video una silenziosa stampante termica a 80 colonne.
Il Personal è dotato di pacchetti applicativi professionali anch'essi "localizzati" che utilizzano pienamente le caratteristiche del touch-screen. Tutti i comandi principali appaiono sul video in italiano.

HEWLETT-PACKARD
Via G. Di Vittorio, 9
Cernusco S/N (MI) Rif. 31

Per avere notizie dettagliate in relazione alla rubrica "Nuovi Prodotti" e alle "inserzioni pubblicitarie", compilate un tagliando per ogni prodotto che vi interessa, e spedite a: JCE - Via Dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI).
Il nostro servizio "Informazione Lettori" è organizzato in un sistema speciale di inoltro alle singole ditte.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 7-8/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 7-8/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 7-8/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 7-8/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 7-8/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 7-8/84

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

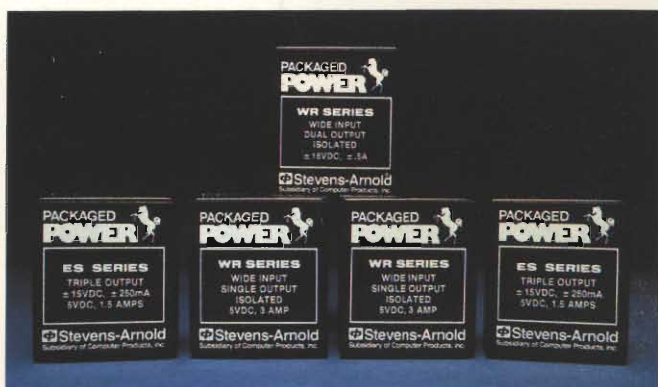
QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

IL MEGLIO DELLA "PACKAGED POWER"

CONVERTITORI DC/DC

Oltre 400 modelli con uscite singole, doppie e triple per i seguenti settori di applicazione: telecomunicazioni, industriale, computers e medicale.
Tensione d'ingresso da 5 a 72 V, con potenza d'uscita da 0,5 a 48 W ed efficienza sino al 90%.

- Nuova serie ES: una vasta gamma di ingressi 2 : 1 ed efficienza all'82%. Nove modelli con potenza d'uscita di 15 W con 5 V e ± 12 V, 5 V e ± 15 V, ± 5 V e 12 V nelle versioni isolata, regolata e basso rumore con schermatura EMI/RFI su 6 lati e protezione alle sovratensioni.

CONVERTITORI AC/DC INCAPSULATI

Oltre 300 modelli con ingressi da 50 ÷ 400 Hz e uscite singole, doppie e triple con potenza d'uscita > di 30 W, nelle versioni lineare, regolatori switching e ibrida.
Forniti per il montaggio sia su C.S. che chassis, con "PIN-OUT" e dimensioni del contenitore standard per l'industria.
La qualità è garantita dai seguenti parametri:

- protezione alle sovratensioni sulle uscite a 5 V
- trasformatori a bobina frazionata per la sicurezza e l'isolamento
- particolare costruzione interna atta a ottimizzare la direzione del calore.

SWITCHERS "OPEN FRAME"

"Switchers" ad alta efficienza, compatti, con due ingressi principali, fornibili da 1 a 5 uscite da 30 ÷ 150 W.
Progettati per alimentare sistemi a microprocessore per il settore industriale e telecomunicazioni secondo le norme standard di sicurezza VDE 0806 e le normative sul rumore VDE e FCC.
Anche la UL e la SCA hanno certificato che operano sopra il "full range" industriale di temperatura da 0 ÷ 70°C.
Tra le altre caratteristiche includono: SOFT START - HOLD UP di 32 msec. - PROTEZIONE DA C.C. e SOVRATENSIONI.

La POWER PRODUCTS ha la più vasta gamma di alimentatori AC/DC e DC/DC nel mondo, costruiti in Europa. Con oltre 5 miliardi investiti nella ricerca e sviluppo della conversione di potenza, è in grado di fornire i prodotti più affidabili con le più alte specifiche, supportati da 2 ANNI DI GARANZIA.

Power Products
Stevens-Arnold
Compower

Agente e distributore esclusivo per l'Italia:

Divisione Elettronica
Via Medici del Vascello, 26 - 20138 Milano
Tel. 02/5072.1 - Telex 312288 Kontmi I

UFFICI PERIFERICI

TORINO
(011) 7495253 - 746191
Telex 212004 Kontto I

PADOVA
(049) 754717 - 850377
Telex 215687 Kontpd I

ROMA
(06) 422091 - 429782
Telex 620350 Kontrm I

AGENTI DI ZONA

EMILIA ROMAGNA - TOSCANA - MARCHE
Micro D.G. - Modena (059) 356080